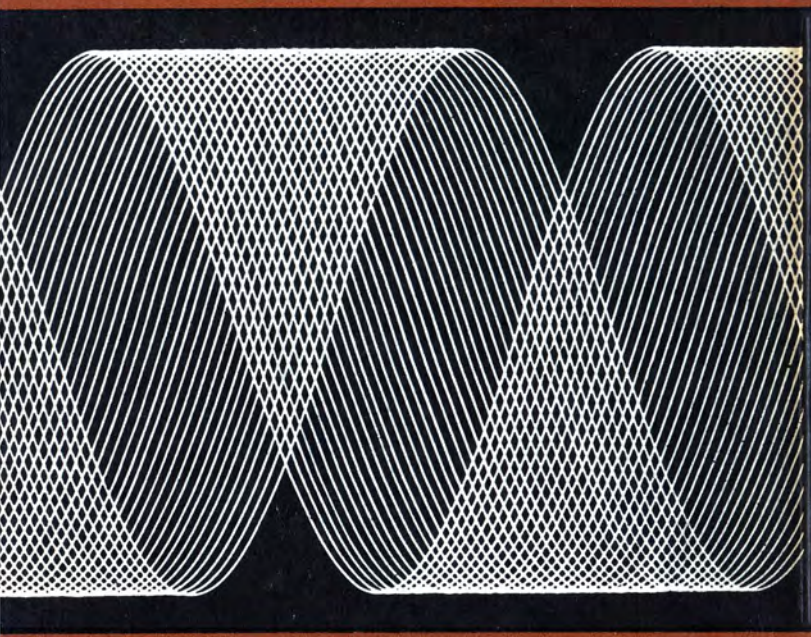
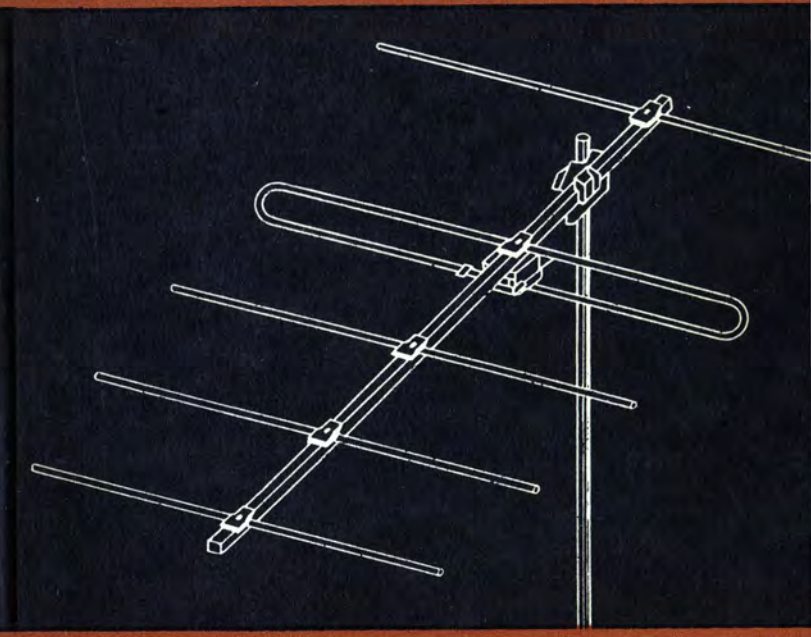
amateurreihe

electronica





Karl
Rothammel

168

Praxis der Fernsehantennen Teil 1

Leer

scan by Blackburner 2013

electronica · Band 168

KARL ROTHAMMEL
DM 2 ABK

Praxis der Fernsehantennen
Teil I

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

6., bearbeitete Auflage, 1979, 76.—95. Tausend
© Militärverlag der
Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1965
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5
LSV 3539
Lektor: Dipl.-Phys. Hans-Joachim Mönig
Zeichnungen: Erich Böhm, Wilhelm Kaufmann
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Eva Plake · Korrektor: Michael Haase
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 20. August 1978
Bestellnummer: 746 105 8
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis Teil I

Vorwort 5
Vorwort zur 6. Auflage 6

1. Energieübertragung vom Sender zum Empfänger . 7
1.1. Frequenz, Wellenlänge und Fortpflanzungsgeschwindigkeit 8
1.2. Fernsehbänder und deren Frequenzbereiche 9
1.3. Elektromagnetische Wellen 11
1.3.1. Polarisation des elektromagnetischen Feldes 13
1.4. Zusammenhang zwischen Antennenleistung und Feldstärke 13
1.5. Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen in den Fernsehbereichen 14
1.5.1. Ungehinderte Freiraumausbreitung 15
1.5.2. Überreichweiten in den Fernsehbereichen 16
1.5.2.1. Troposphärisch bedingte Überreichweiten der VHF und UHF 16
1.5.2.2. Ionosphärisch bedingte Überreichweiten der Ultrakurzwellen 20
1.6. Möglichkeiten der Fernsehversorgung 22
1.6.1. Fernseh-Großsender 22
1.6.2. Fernseh-Ballsender 23
1.6.3. Fernseh-Frequenzumsetzer 25
1.6.4. Fernseh-Umlenkantennenanlagen 26
1.6.5. Eindraht-Wellenleiter 28

2. Fernsehantenne 31
2.1. Halbwellendipol 32
2.1.1. Strom- und Spannungsverteilung auf einem Halbwellendipol 33
2.1.2. Strahlungswiderstand 34
2.1.3. Halbwellendipol als Schwingkreis 35
2.1.4. Verkürzungsfaktor eines Halbwellendipols 36

2.1.5. Effektive Länge und effektive Höhe des Halbwellendipols 38
2.1.6. Richtdiagramm des Halbwellendipols 41
2.2. Faltdipol 43
2.3. Antennengewinn 47
2.4. Halbwellendipole mit parasitären Elementen 49
2.4.1. Reflektoren 50
2.4.2. Direktoren 53
2.5. *Yagi*-Antennen 54
2.5.1. *Yagi*-Antennen für den Selbstbau 56
2.6. *HB9CV*-Antenne 66
2.7. Cubical Quad 68
2.7.1. Hybrid-Doppelquad-Antenne 72
2.8. Gruppenantennen 74
2.9. Gestockte *Yagi*-Antennen 80
2.10. UHF-Fernsehantennen 84
2.10.1. UHF-*Yagi*-Antennen 84
2.10.2. UHF-Breitband-Flächenantennen 85
2.10.3. Vierfach gestockte UHF-Breitband-Antenne mit Fächerdipolen 88
2.10.4. Gestockte UHF-Breitband-V-Antenne 92

3. Speiseleitungen für Fernsehantennen 94
3.1. UKW-Bandleitungen und Koaxialkabel 94
3.2. Koaxialkabel oder Bandleitung ? 98

Vorwort

Die Fernsehantenne auf dem Dach ist ein Attribut unseres technischen Zeitalters. Mechanisch stellt die Fernsehantenne ein verhältnismäßig einfaches Gebilde dar; ihre elektrische Funktion jedoch ist ziemlich kompliziert und nur dann überschaubar, wenn theoretische Mindestkenntnisse vorhanden sind.

Bei Amateuren und auch bei vielen Fernsehteilnehmern, die keine berufliche Verbindung zur Fernsehtechnik haben, besteht vielfach der Wunsch, sich mit Theorie und Praxis der Fernsehantennen zu beschäftigen. Dieses Bestreben entspringt dem natürlichen Wissensdrang unserer technisch interessierten Menschen, die nicht nur die Annehmlichkeit des Fernsehens genießen, sondern auch den technischen Vorgang der Energieübertragung zwischen Fernsehsender und Fernsehempfänger kennenlernen wollen.

Die vorliegende Broschüre soll diesem Wunsch entgegenkommen. Dabei werden in allgemeinverständlicher Form die Probleme der Fernsehversorgung dargestellt und die wichtigsten Grundlagen der Antennentechnik erläutert. Besonderer Wert wird auf die Praxis der Fernsehantennen gelegt. Der am Selbstbau Interessierte findet deshalb in tabellarischer Form die genauen Abmessungen für eine ganze Reihe von nachbausicheren Standardantennen, ausführliche Angaben über handelsübliche Hochfrequenzkabel sowie viele praktische Hinweise.

Der Umfang des Stoffes erfordert es, die Broschüre in zwei Teilen herauszugeben.

Im Teil II wird der zweckmäßige Einsatz der verschiedenen Antennenformen besprochen, wobei die Standortwahl bei schwierigen Empfangsverhältnissen und das Ausblenden von Störungen besonders berücksichtigt sind. Da eine unsachgemäß aufgebaute Antennenanlage eine Gefahr für die Allgemeinheit darstellt, kann auf eine ausführliche Erläuterung der für den Antennenbau erlassenen Sicherheitsvorschriften nicht verzichtet werden.

Auch wer nicht am Selbstbau von Fernsehantennen interessiert ist, wird in den beiden Heften Praxis der Fernsehantennen eine

Fülle von Ratschlägen finden, die es ermöglichen, Aufbau- sowie Einrichtungsfehler an bestehenden Antennenanlagen zu erkennen und zu korrigieren. Bei der Auswahl einer geeigneten Industrieantenne werden die erworbenen Kenntnisse ebenfalls gute Hilfe leisten.

Sonneberg (Thüringen), im März 1965 *Karl Rothammel*

Vorwort zur 6. Auflage

Die vorliegende 6. Auflage wurde vollständig überarbeitet. Durch Straffung des Stoffes ist es gelungen, im Rahmen des vorgegebenen Umfangs weitere interessante Selbstbau-Antennenformen für den UHF-Bereich aufzunehmen. Näher eingegangen wird auch auf das Sortiment der vom RFT-Fachhandel der DDR angebotenen Antennenzubehörteile und Antennenverstärker. Die gesetzlichen Bestimmungen und Vorschriften für den Antennenbau wurden entsprechend den überarbeiteten oder neu herausgegebenen Standards auf den neuesten Stand gebracht.

Sonneberg (Thüringen), im Mai 1978 *Karl Rothammel*

1. Energieübertragung vom Sender zum Empfänger

Jede drahtlose Übertragung von Informationen benötigt einen Energieträger, der in der Lage ist, den ihm mitgegebenen Nachrichteninhalt über weite Entfernungen zu transportieren. Dieses „Beförderungsmittel" der drahtlosen Übertragung stellt die elektromagnetische Welle dar. Die in einem Sender erzeugten hochfrequenten Schwingungen bezeichnet man auch als Trägerwelle oder kurz Träger und kennzeichnet damit schon die Aufgabe, Signale zu übertragen.

Die Signale eines hochfrequenten Trägers können in ihrer einfachsten und klassischen Form darin bestehen, daß man den Träger selbst in einem bestimmten Rhythmus ein- und ausschaltet. Diese Tastung eines unmodulierten Trägers bezeichnet man in der Technik als „Telegrafie tonlos". Will man jedoch kompliziertere Signale wie Sprache, Musik, Bildimpulse usw. übertragen, so muß der hochfrequente Träger entsprechend moduliert werden. Je nach Art der Trägerbeeinflussung wird zwischen *Amplitudenmodulation* (AM), *Frequenzmodulation* (FM) und *Phasenmodulation* (PM) unterschieden.

Beim Fernsehen werden zwei Träger gleichzeitig ausgestrahlt, der Bildträger und der Tonträger. Nach der in der Deutschen Demokratischen Republik verbindlichen CCIR-Norm ist der Bildträger amplitudenmoduliert (AM), der Tonträger frequenzmoduliert (FM).

Der hochfrequente Träger wird von der Sendeantenne als elektromagnetische Welle in den Raum abgestrahlt. Durch die Empfangsantenne werden die elektromagnetischen Schwingungen aufgenommen und zum Empfänger weitergeleitet. Dort wird der dem hochfrequenten Träger aufmodulierte Nachrichteninhalt abgetrennt und in seine ursprüngliche Form (Sprache, Musik, Bild usw.) zurückverwandelt (Demodulation).

Bei der Übertragung zwischen Sendeantenne und Empfangsantenne ist die Modulation von untergeordneter Bedeutung. Es

genügt deshalb, den Ausbreitungsweg des hochfrequenten Trägers zu untersuchen.

1.1. Frequenz, Wellenlänge und Fortpflanzungsgeschwindigkeit

Die elektromagnetischen Wellen breiten sich mit Lichtgeschwindigkeit im freien Raum aus. Die *Ausbreitungsgeschwindigkeit* c des Lichtes beträgt $3 \cdot 10^8$ Meter je Sekunde (300 000 000 m/s) bzw. $3 \cdot 10^5$ Kilometer je Sekunde (300 000 km/s) und ist eine Konstante. Da es sich um Schwingungen handelt, können die elektromagnetischen Wellen durch die Anzahl der Schwingungen je Sekunde, die *Frequenz*, gekennzeichnet werden. Die Frequenz f wird in *Hertz* (Hz) angegeben. 1 Hz = 1 Schwingung je Sekunde. In der Hochfrequenztechnik rechnet man vorwiegend mit Kilohertz (kHz) und Megahertz (MHz):

$$1\,\text{MHz} = 1\,000\,\text{kHz} = 1\,000\,000\,\text{Hz}.$$

Aus der Fortpflanzungsgeschwindigkeit c und der Schwingfrequenz f läßt sich eine dritte Kenngröße, die *Wellenlänge* λ (Lambda), errechnen:

$$\lambda = \frac{c}{f}. \tag{1.1.}$$

Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit c eine Konstante ist, kann man einsetzen:

$$\lambda_{/\text{m}} = \frac{300\,000\,000\ \text{m/s}}{f_{/\text{Hz}}} \tag{1.2.}$$

oder

$$\lambda_{/\text{m}} = \frac{300\,000\ \text{km/s}}{f_{/\text{kHz}}}. \tag{1.3.}$$

Ist die Wellenlänge bekannt und wird die Frequenz gesucht, so stellt man die Formel um:

$$f_{/\text{kHz}} = \frac{300\,000\ \text{km/s}}{\lambda_{/\text{m}}}. \tag{1.4.}$$

Die Wellenlänge oder die Frequenz eines Senders stellt die wichtigste kennzeichnende Angabe dar, die es ermöglicht, aus einer Vielzahl von Ausstrahlungen den gewünschten Sender auszuwählen, indem der Empfänger auf die entsprechende Frequenz (bzw. Wellenlänge) abgestimmt wird. Eine Umrechnungstabelle Frequenz in Wellenlänge und umgekehrt befindet sich im Anhang des Teiles II.

1.2. Fernsehbänder und deren Frequenzbereiche

Nach der CCIR-Norm werden in der DDR Fernsehsendungen in den Bändern I, III, IV und V ausgestrahlt. Die Breite des Übertragungskanals beträgt für jeden Fernsehsender nach dieser Norm 7 MHz. Lediglich im Kanal 1 (Band I) steht nur eine Breite von 6 MHz zur Verfügung. Dieser Kanal wurde jedoch in der DDR bisher nicht belegt. Die Kanalbreite in den Bändern IV und V beträgt für alle europäischen Fernsehnormen einheitlich 8 MHz.

Tabelle 1.1. Fernsehbereiche nach CCIR-Norm

Kennzeichnung	Kanalgrenzen MHz	Bildträger MHz	Tonträger MHz	Mittlere Wellenlänge m	Sender des Fernsehens der DDR
Band I					
Kanal 1	41 bis 47	41,25	46,75	6,80	
Kanal 2	47 bis 54	48,25	53,75	6,00	
Kanal 3	54 bis 61	55,25	60,75	5,20	Helpterberg
Kanal 4	61 bis 68	62,25	67,75	4,65	Cottbus
Band III					
Kanal 5	174 bis 181	175,25	180,75	1,69	Berlin Inselsberg
Kanal 6	181 bis 188	182,25	187,75	1,63	Brocken
Kanal 7	188 bis 195	189,25	194,75	1,57	
Kanal 8	195 bis 202	196,25	201,75	1,51	Karl-Marx-St. Marlow
Kanal 9	202 bis 209	203,25	208,75	1,46	Leipzig
Kanal 10	209 bis 216	210,25	215,75	1,41	Dresden
Kanal 11	216 bis 223	217,25	222,75	1,37	Schwerin
Kanal 12	223 bis 230	224,25	229,75	1,33	

Kennzeichnung	Kanalgrenzen	Bildträger	Tonträger	Mittlere Wellenlänge	Sender des Fernsehens der DDR
	MHz	MHz	MHz	cm	
Band IV/V					
Kanal 21	470 bis 477	471,25	476,75	63	
Kanal 22	478 bis 485	479,25	484,75	62,5	
Kanal 23	486 bis 493	487,25	492,75	61	
Kanal 24	494 bis 501	495,25	500,75	60	
Kanal 25	502 bis 509	503,25	508,75	59	
Kanal 26	510 bis 517	511,25	516,75	58	
Kanal 27	518 bis 525	519,25	524,75	57,5	
Kanal 28	526 bis 533	527,25	532,75	56,5	
Kanal 29	534 bis 541	535,25	540,75	55,5	
Kanal 30	542 bis 549	543,25	548,75	55	
Kanal 31	550 bis 557	551,25	556,75	54	
Kanal 32	558 bis 565	559,25	564,75	53	
Kanal 33	566 bis 573	567,25	572,75	52,5	
Kanal 34	574 bis 581	575,25	580,75	51,5	
Kanal 35	582 bis 589	583,25	588,75	51	
Kanal 36	590 bis 597	591,25	596,75	50,5	
Kanal 37	598 bis 605	599,25	604,75	49,5	
Kanal 38	606 bis 613	607,25	612,75	49	
Kanal 39	614 bis 621	615,25	620,75	48,5	
Kanal 40	622 bis 629	623,25	628,75	48	
Kanal 41	630 bis 637	631,25	636,75	47	
Kanal 42	638 bis 645	639,25	644,75	46,5	
Kanal 43	646 bis 653	647,25	652,75	46	
Kanal 44	654 bis 661	655,25	660,75	45,5	
Kanal 45	662 bis 669	663,25	668,75	45	
Kanal 46	670 bis 677	671,25	676,75	44,5	
Kanal 47	678 bis 685	679,25	684,75	44	
Kanal 48	686 bis 693	687,25	692,75	43,5	
Kanal 49	694 bis 701	695,25	700,75	43	
Kanal 50	702 bis 709	703,25	708,75	42,5	
Kanal 51	710 bis 717	711,25	716,75	42	
Kanal 52	718 bis 725	719,25	724,75	41,5	
Kanal 53	726 bis 733	727,25	732,75	41	
Kanal 54	734 bis 741	735,25	740,75	40,5	
Kanal 55	742 bis 749	743,25	748,75	40,3	
Kanal 56	750 bis 757	751,25	756,75	39,8	
Kanal 57	758 bis 765	759,25	764,75	39,3	
Kanal 58	766 bis 773	767,25	772,75	38,9	
Kanal 59	774 bis 781	775,25	780,75	38,5	
Kanal 60	782 bis 789	783,25	788,75	38,2	

In Tabelle 1.1. sind sämtliche Fernsehkanäle nach CCIR aufgeführt, und zwar mit den Frequenz- bzw. Wellenlängenangaben. Die Fernseh-Großsender des Fernsehens der DDR in Band I und Band III sind unter den zugehörigen Kanälen eingetragen.

1.3. Elektromagnetische Wellen

Ströme, die durch einen Leiter fließen, erzeugen ein elektromagnetisches Feld, das sich kreisförmig um den Leiter aufbaut. Es besteht aus zwei Komponenten, dem elektrischen Feld und dem magnetischen Feld. Um die Vorgänge beim Aufbau eines elektromagnetischen Feldes bildhaft darzustellen, bediente sich schon der Physiker *Michael Faraday* der auch heute noch üblichen Methode, ein Kraftfeld durch die Einführung von Kraftlinien zu veranschaulichen.

Ein Kraftfeld wird durch die Größe und die Richtung der Kräfte charakterisiert. Diese können sich von Ort zu Ort ändern. Der Resultierenden der Richtung der einzelnen Kraftlinien entspricht die Richtung der wirkenden Kraft, während durch den Abstand der Kraftlinien voneinander, also durch ihre Dichte, die Größe der Kraft dargestellt wird.

Eine Spannung erzeugt ein elektrisches Feld, während jeder Stromfluß ein magnetisches Feld hervorruft. Es kann aber nur dann ein Strom fließen, wenn eine Potentialdifferenz, also eine Spannung, vorhanden ist. Daraus läßt sich folgern, daß zu einem magnetischen Feld auch immer ein elektrisches Feld gehört. Die beiden Komponenten des elektromagnetischen Feldes, die elektrischen Feldlinien und die magnetischen Feldlinien, stehen immer senkrecht zueinander.

Wird ein Leiter von einem Gleichstrom durchflossen, so baut sich um den Leiter ein elektromagnetisches Feld auf, das seine Richtung nicht ändert. Ein Wechselstrom hingegen erzeugt ein elektromagnetisches Feld, dessen Richtung und Stärke sich entsprechend der Periodizität des Wechselstroms ändert. Es handelt sich dabei um eine Wellenbewegung des elektromagnetischen Feldes; man spricht deshalb auch von einer elektromagnetischen Welle.

Aus dem Verhalten eines elektromagnetischen Wechselfeldes kann

die Fernwirkung (Ausstrahlung) der elektromagnetischen Wellen erklärt werden. Jedes Feld enthält Energie, die vom speisenden Generator entnommen wird. Beim Einschalten des Generators tritt nach einer bestimmten Zeit Energie aus dem Leiter in dessen Umgebung aus: Das elektromagnetische Feld hat sich aufgebaut. Nach einer bestimmten Zeit deshalb, weil sich die elektrische Energie nicht unendlich schnell, sondern „nur" mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet. Schaltet man den Generator wieder ab, so bricht auch das elektromagnetische Feld zusammen, d. h., die Energie des Feldes kehrt wieder in den Leiter zurück. Auch dieser Rückkehrvorgang erfordert eine laufzeitbedingte Zeitspanne. Deshalb können auch die am weitesten vom Leiter entfernten Feldteile nur als letzte zu diesem zurückkehren. Wird ein Leiter von einem sinusförmigen Wechselstrom durchflossen, so wiederholen sich die Ein- und Ausschaltvorgänge laufend in Abhängigkeit von der Frequenz. Allerdings kann man bei einem hochfrequenten Wechselstrom nur in übertragenem Sinn von Schaltvorgängen sprechen; tatsächlich handelt es sich um ein periodisches Ansteigen und Abfallen von Strom und Spannung, wobei im Augenblick des Strommaximums immer ein Spannungsminimum und umgekehrt vorhanden ist.

Unter bestimmten Voraussetzungen geschieht folgendes: Mit dem Ansteigen des Wechselstroms baut sich — durch die Laufzeit etwas verzögert — ein elektromagnetisches Feld auf. Fällt der Strom entsprechend dem sinusförmigen Verlauf ab, dann hat auch die Feldenergie das Bestreben, wieder in den Leiter zurückzukehren. Da aber — bedingt durch die Laufzeit — Teile der Feldenergie verspätet beim Leiter ankommen, herrscht dort bereits eine völlig veränderte Stromverteilung. Dieser neue Strom baut wieder ein neues Feld auf, das Teile des zurückkehrenden alten Feldes vom Leiter wegdrückt. Die so „ausgesperrten" elektrischen Feldlinien bilden geschlossene Schleifen, die von magnetischen Feldlinien umschlungen sind. Da sie vom Antennenleiter weggestoßen wurden, breiten sie sich mit Lichtgeschwindigkeit im Raum aus. Entsprechend der Periodizität des Wechselstroms wiederholt sich dieser Vorgang laufend; darum entstehen elektromagnetische Wellen, die in Frequenz und Wellenlänge dem erregenden Wechselstrom analog sind. Die Voraussetzung für das Ausbilden elek-

tromagnetischer Wellen im freien Raum besteht darin, daß der Generator immer zu einem ganz bestimmten Zeitpunkt eine entgegengesetzt gerichtete Stromverteilung liefert, die dem zusammenbrechenden Feld die Rückkehr zum Leiter versperrt und es somit zwingt, in den Raum abzuwandern. Das ist z. B. dann der Fall, wenn die Leiterlänge (Antennenlänge) elektrisch der halben Wellenlänge des erregenden Wechselstroms entspricht. Das heißt, die Antenne befindet sich in Resonanz mit der sie erregenden Frequenz.

1.3.1. Polarisation des elektromagnetischen Feldes

Wie schon der Name erkennen läßt, weist das elektromagnetische Feld zwei Komponenten auf, das elektrische Feld und das magnetische Feld. Das elektrische Feld liegt in der gleichen Ebene wie die meisten Antennenleiter, das magnetische Feld steht um 90° versetzt, also senkrecht dazu. Wenn die Polarisation der elektromagnetischen Wellen gekennzeichnet werden soll, bezieht man sich auf die Lage des elektrischen Feldes. Das läßt sich einfach feststellen:
Ein waagerecht zur Erdoberfläche ausgerichteter Antennenleiter strahlt waagerecht (horizontal) polarisierte Wellen ab. Sinngemäß verursacht eine senkrecht (vertikal) stehende Antenne eine vertikale Polarisation. Die Fernsehsender der DDR arbeiten überwiegend mit horizontaler Polarisation. Vereinzelt findet man jedoch auch die vertikal polarisierte Abstrahlung (z. B. Fernsehsender Leipzig, Kanal 9, und Dresden, Kanal 10). Für maximale Energieaufnahme muß die Empfangsantenne die gleiche Polarisation wie die Sendeantenne aufweisen.

1.4. Zusammenhang zwischen Antennenleistung und Feldstärke

Die Stärke des elektromagnetischen Feldes, kurz Feldstärke genannt, nimmt linear mit der Entfernung ab. Das läßt sich einfach dadurch veranschaulichen, daß sich die Energie bei wachsender

Entfernung auf immer größere Räume verteilen muß, sie wird sozusagen verdünnt. Ein Halbwellendipol, der die Leistung P abstrahlt, erzeugt in der Entfernung d eine Feldstärke E von

$$E_{/\frac{mV}{m}} = 7 \cdot \frac{\sqrt{P_{/W}}}{d_{/km}} . \qquad (1.5.)$$

Daraus kann man erkennen, daß die elektrische Feldstärke in einem bestimmten Abstand proportional der Wurzel aus der Strahlungsleistung des Senders und umgekehrt proportional dem Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne ist. Diese Formel gilt jedoch nur bei ungestörter Freiraumausbreitung, d. h., im Ausbreitungsweg dürfen sich keine Hindernisse befinden und keine Reflexionen oder Absorptionen auftreten.

Beispiel

Die Strahlungsleistung eines Fernsehsenders beträgt 10 kW. Mit welcher Feldstärke kann bei ungestörter Ausbreitung in 50 km Entfernung gerechnet werden?

$$E_{/\frac{mV}{m}} = 7 \cdot \frac{\sqrt{10\,000\ W}}{50\ km} = 14\ mV/m .$$

1.5. Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen in den Fernsehbereichen

Fernsehsender der Bänder I und III arbeiten auf Ultrakurzwellen (UKW). Diese Meterwellen im Bereich von 10 m bis 1 m, entsprechend 30 bis 300 MHz, werden international mit VHF (engl.: *V*ery *H*igh *F*requencies — sehr hohe Frequenzen) bezeichnet. Die Frequenzen der Bänder IV und V hingegen befinden sich bereits im Dezimeterwellengebiet, dem man den Bereich von 300 bis 3 000 MHz (entspricht 10 dm bis 1 dm) zugeordnet hat. International nennt man die Dezimeterwellen UHF (engl.: *U*ltra *H*igh *F*requencies = ultrahohe Frequenzen).

Um die Art der Ausbreitung grob zu charakterisieren, bezeichnet man die Wellen < 10 m auch als quasioptische (dem Licht ähnliche) Wellen. Sie breiten sich nahezu geradlinig aus (können also der Erdkrümmung nicht folgen) und werden wie das Licht reflek-

tiert, gebeugt und gebrochen. Sie sind deshalb zur sicheren Überbrückung von Entfernungen, die innerhalb der theoretisch möglichen optischen Sicht liegen, besonders geeignet.

1.5.1. Ungehinderte Freiraumausbreitung

Bei einem Erdradius von 6 370 km errechnet sich die optische Sichtweite d nach der Formel

$$d_{/km} = 3{,}55 \cdot \left(\sqrt{h_{1/m}} + \sqrt{h_{2/m}}\right); \qquad (1.6.)$$

h_1 — Höhe der Sendeantenne, h_2 — Höhe der Empfangsantenne. Die tatsächlich jederzeit sicheren Reichweiten der Ultrakurzwellen gehen jedoch um mindestens 15% über den optischen Horizont hinaus. Neuere Forschungen erklären diese Krümmung der Ultrakurzwellen zur Erdoberfläche hin als eine Folge des mit der Höhe abnehmenden Brechungskoeffizienten der Luft. Die Vergrößerung der sicheren UKW-Reichweiten über den optischen Horizont hinaus wird durch die folgende Näherungsformel berücksichtigt:

$$d_{/km} = 4{,}13 \cdot \left(\sqrt{h_{1/m}} + \sqrt{h_{2/m}}\right). \qquad (1.7.)$$

Dieser Formel liegt der *Vierdrittel-Radius* der Erde zugrunde, d. h., es wird nicht mit dem tatsächlichen mittleren Erdradius von 6 370 km gerechnet, sondern mit einem um ein Drittel vergrößerten, effektiven Erdradius von rund 8 500 km. Statt der Konstante 3,55 aus der vorhergehenden Formel ergibt sich hier bei sonst gleichen Dimensionen eine Konstante von 4,13.

Beispiel

Ein Fernsehsender, der sich in einer Höhe von 900 m über NN befindet, hat eine sichere Reichweite von

$$d_{/km} = 4{,}13 \cdot \sqrt{900\ \text{m}} = 123{,}9\ \text{km}.$$

Ist der Standort des Empfängers in einer Höhe von 100 m über NN, so vergrößert sich die Reichweite auf

$$d_{/km} = 4{,}13 \cdot \left(\sqrt{900\ \text{m}} + \sqrt{100\ \text{m}}\right) = 165{,}2\ \text{km}.$$

Das setzt jedoch eine ungehinderte Freiraumausbreitung voraus, d. h., im Ausbreitungsweg dürfen sich keine Hindernisse befinden. Die vergrößerte Reichweite der Ultrakurzwellen über den optischen Horizont hinaus wird durch die Begriffe UKW-Horizont oder radiooptische Sichtweite charakterisiert. Jenseits des UKW-Horizonts nimmt die Feldstärke schnell ab. Der Abfall ist um so steiler, je kürzer die Wellenlänge ist.

1.5.2. Überreichweiten in den Fernsehbereichen

Die Kurzwellenausbreitung stützt sich fast ausschließlich auf die reflektierenden Eigenschaften der Ionosphäre, mit deren Hilfe die für diesen Wellenbereich charakteristischen großen Reichweiten erzielt werden. Bei den Ultrakurzwellen ist eine ionosphärische Reflexion — abgesehen von seltenen Ausnahmefällen — bereits nicht mehr festzustellen. Sie durchstoßen alle Schichten der Erdatmosphäre und verlieren sich schließlich im Weltraum. Deshalb sind auch die Entfernungen, die man auf unserer Erde mit den Ultrakurzwellen überbrücken kann, verhältnismäßig gering. Da die VHF und UHF von der Ionosphäre nicht mehr reflektiert werden, sondern diese durchstoßen, stellen sie, bildlich gesprochen, „das offene Fenster zum Weltraum" dar. Diese Eigenschaft ermöglicht sichere Funkverbindungen zu Erdsatelliten und Weltraumstationen sowie radioastronomische Forschungen. Über Fernsehsatelliten wurden bereits sehr erfolgreiche Fernsehübertragungen über Kontinente hinweg durchgeführt (z. B. Übertragung der Olympiade 1964 in Tokio mit Hilfe des *Syncom* und des *Telstar*, Farbfernsehübertragung durch *Molnija 1* zwischen der UdSSR und Frankreich). Die sehr großen Reichweiten dieser Art kann man jedoch nicht als Überreichweiten bezeichnen, denn der Nachrichtenverkehr über Satelliten und Weltraumstationen wird immer als Freiraumausbreitung innerhalb der radiooptischen Sichtweite durchgeführt.

1.5.2.1. Troposphärisch bedingte Überreichweiten der VHF und UHF

Schon frühzeitig wurde festgestellt, daß die Überreichweiten von VHF und UHF mit meteorologischen Zuständen unserer Erd-

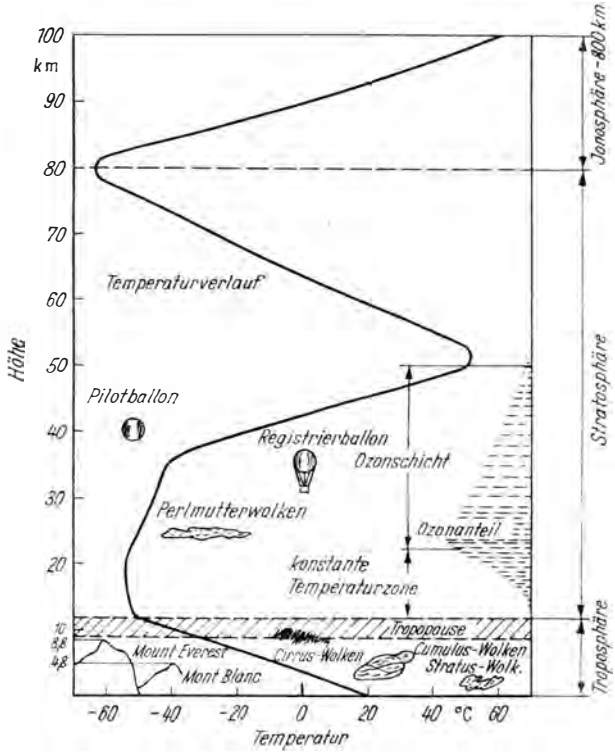


Bild 1.1 Schichtung und Temperaturverlauf in der unteren Atmosphäre

atmosphäre in engem Zusammenhang stehen. Die Troposphäre, in der sich die unser Wetter bestimmenden Vorgänge überwiegend abspielen, erstreckt sich vom Erdboden bis in eine Höhe von etwa 11 km und wird auch Wettersphäre genannt. Bild 1.1 gibt einen Überblick über Schichtung und Temperaturverlauf in der unteren Normalatmosphäre.

Die Temperatur der *Troposphäre* fällt allgemein mit zunehmender Höhe, und zwar um 6 bis 8 K je 1 000 Meter Anstieg. Sie erreicht

an ihrer Obergrenze, in der Tropopause, einen Wert von durchschnittlich — 50 °C.

Als nächste Höhenstufe unserer Lufthülle folgt in einer Höhe von 11 bis 80 km die *Stratosphäre*. Sie ist ein Bereich ohne gewöhnliche Wettererscheinungen. Ein Einfluß der Stratosphäre auf die UKW-Ausbreitung konnte bisher nicht nachgewiesen werden.

Der in Bild 1.1 dargestellte Normalzustand der Troposphäre ist durch die mit zunehmender Höhe stetig abfallende Temperatur gekennzeichnet. Es wurde bereits in Abschnitt 1.5.1. festgestellt, daß die um mindestens 15% über den optischen Horizont hinausgehenden regelmäßigen Überreichweiten der Ultrakurzwellen durch Brechungserscheinungen infolge des mit der Höhe stetig abnehmenden Brechungskoeffizienten der Luft zu erklären sind. Dieser Normalfall ist in Bild 1.2a dargestellt, wobei der regelmäßige Abfall von Temperatur und relativer Luftfeuchtigkeit

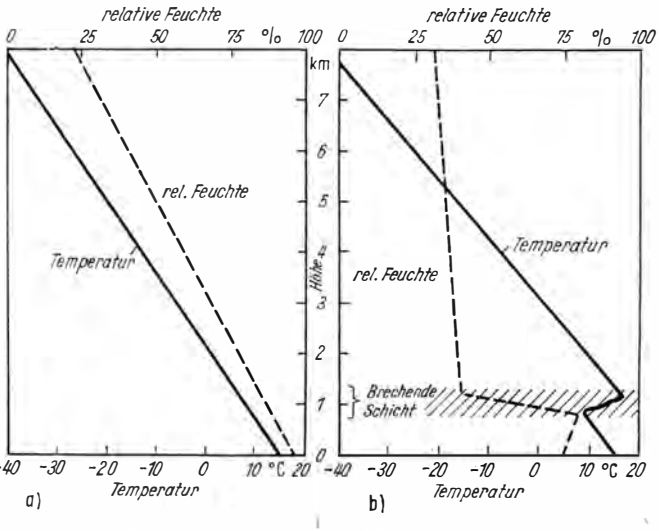


Bild 1.2 Temperatur und relative Luftfeuchtigkeit; a — regelmäßiger Abfall, b — Temperaturumkehr

lediglich einen angenommenen, idealisierten Zustand kennzeichnet.

Infolge meteorologischer Einflüsse kann die Änderung der Lufttemperatur und der relativen Feuchte sehr sprunghaft, vom Normalverlauf abweichend, erfolgen. Häufig schieben sich warme Luftmassen zwischen oder über kältere Luftschichten und rufen dadurch eine *Temperaturumkehr* hervor, wie sie in Bild 1.2b dargestellt ist. Eine solche Temperaturumkehr — auch *Inversion* genannt — bedeutet einen Wechsel der Luftdichte. Dabei bildet die Warmluft ein dünneres Medium als die Kaltluft.

Das Brechungsgesetz der Optik besagt, daß ein Lichtstrahl beim Übertritt von einem *optisch dichteren* Medium in ein *optisch dünneres* Medium vom Lote weg gebrochen wird, dagegen beim Eintritt in ein optisch dichteres Medium eine Brechung zum Lote hin erfährt. Bild 1.3 veranschaulicht diesen Vorgang:

Ein Lichtstrahl, der sich in einem optisch dichteren Medium A unter dem Winkel α fortpflanzt, wird beim Übertritt in das optisch dünnere Medium B vom Lote weg gebrochen und erhält eine Richtungsänderung mit dem Winkel β ($\beta > \alpha$).

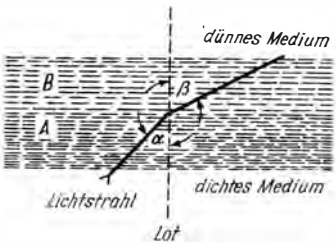


Bild 1.3
Brechung eines Lichtstrahls beim Übergang von einem optisch dichteren in ein optisch dünneres Medium

Auch VHF und UHF verhalten sich bei Dichteänderungen des Ausbreitungsmediums wie Lichtstrahlen. Sie beweisen damit ihre quasioptischen Eigenschaften, die zu den Überreichweiten führen.

Wann stellt nun unsere atmosphärische Luft ein dichteres und wann ein dünneres Medium dar? Warme Luft dehnt sich aus, sie wird dadurch leichter und hat deshalb das Bestreben, senkrecht nach oben zu steigen. Sie hat somit eine geringere Dichte als die

schwere Kaltluft. Aber nicht nur die Temperatur allein ist entscheidend für die Dichte und damit für den Brechungskoeffizienten der Luft, sondern auch ihre relative Feuchte. Trockene Luft weist eine geringere Dichte auf als feuchte Luft. Die Lufterwärmung ist immer mit einer Abnahme der relativen Feuchte verbunden, sofern nicht während des Erwärmungsvorgangs neue Feuchtigkeit aufgenommen wird.

Beim Eintreten in eine Inversionsschicht, die etwa entsprechend Bild 1.2b verlaufen kann, erfahren auch die Ultrakurzwellen eine Krümmung zur Erdoberfläche hin, der UKW-Horizont wird dadurch entsprechend vergrößert. Weiträumige und hochliegende Inversionen, sogenannte Höheninversionen, können Überreichweiten von 1 000 km und mehr im VHF- und UHF-Bereich durch Refraktion (Brechung) verursachen. Die Ausbildung solcher Höheninversionen ist an bestimmte Wetterlagen gebunden. Ganz allgemein kann man sagen, daß in solchen Fällen die Großwetterlage durch ein weiträumiges Hochdruckgebiet gekennzeichnet sein muß. Starke Luftbewegungen verhindern die Ausbildung von Inversionen, weil die aufgleitende Warmluft immer wieder mit Kaltluft durchmischt wird.

1.5.2.2. Ionosphärisch bedingte Überreichweiten der Ultrakurzwellen

Unter dem Einfluß der energiereichen ultravioletten Sonneneinstrahlung werden aus dem Atomverband der in der Hochatmosphäre vorhandenen Gase Elektronen herausgelöst. Dadurch entstehen elektrisch geladene Teilchen, die Ionen. Den Bereich der Hochatmosphäre, in dem sich ionisierte Schichten ausbilden, nennt man *Ionosphäre*. Durch diese Ionen wird die Ionosphäre zu einem elektrischen Leiter und reflektiert die elektromagnetischen Wellen bestimmter Frequenzbereiche. Die Ionosphäre ist dauernden Zustandsänderungen unterworfen, die von einem tages- und jahreszeitlich sowie von einem durch die Sonnentätigkeitsperiode bestimmten Zyklus hervorgerufen werden. Häufig befinden sich innerhalb der sogenannten normalen E-Schicht bei etwa 100 km bis 150 km Höhe unregelmäßig ver-

teilte und stark ionisierte Gebiete. Diese anomale Schicht nennt man *sporadische E-Schicht* oder kurz E_s*-Schicht.*

Es ist erwiesen, daß für einen begrenzten Teil des UKW-Bereichs zwischen 30 MHz und etwa 150 MHz ionosphärische Reflexionen an der E_s-Schicht stattfinden können. Es sind deshalb bei außergewöhnlich kräftiger Ausbildung der E_s-Schicht auch im gesamten Fernsehband I hin und wieder große Überreichweiten zu beobachten, die durch Reflexionen an der E_s-Schicht verursacht werden. Da sich die reflektierende Schicht in einer Höhe von 100 km bis 150 km befindet, läßt sich errechnen, daß die Strahlung nach Reflexion etwa 900 km bis 2 000 km vom Sender entfernt wieder zur Erde gelangt.

Im Fernsehband I können in den Jahren des Sonnenfleckenmaximums auch gelegentlich Reflexionen an der F-Schicht (etwa 200 km bis 500 km Höhe) auftreten. Sie ermöglichen dann meist sehr kurzzeitig einen Überreichweitenempfang über Entfernungen von vielen tausend Kilometern (Empfang britischer und französischer Fernsehsender in Amerika, Empfang amerikanischer Fernsehsender in Afrika usw.).

Vorwiegend in den Randgebieten des Versorgungsbereichs von Fernsehsendern kommen Störungen des Fernsehbilds durch Überreichweitenempfang vor. Es werden dabei Gleichkanalstörungen verursacht, die schon bei sehr geringen Feldstärken des störenden Senders sichtbar sind. In extremen, allerdings sehr seltenen Fällen von Überreichweitenempfang kann es vorkommen, daß der Nutzsender vom störenden Sender völlig „weggedrückt" wird. Obwohl bei der Frequenzplanung von Fernsehsendern bestimmte Sicherheitsabstände und Leistungsbegrenzungen international beachtet werden, treten bei anomalen Ausbreitungsbedingungen Überreichweitenstörungen immer wieder auf. Da wegen des dichten Fernsehsendernetzes in Mitteleuropa die Empfangskanäle der Fernsehbänder I und III bereits mehrfach belegt werden mußten, kann man bei der Frequenzplanung nur normale Ausbreitungsbedingungen berücksichtigen. Für Fernseh-Großsender mit 100 kW effektiver Strahlungsleistung im Band I ist z. B. der Sicherheitsabstand zwischen zwei Sendern mit mindestens 710 km festgelegt. Er beträgt unter gleichen Bedingungen im Fernsehband III 570 km.

1.6. Möglichkeiten der Fernsehversorgung

Ein Empfangsort gilt als ausreichend versorgt, wenn von einem Fernsehsender im Band I eine Feldstärke von mindestens 0,5 mV/m vorhanden ist. Für das Fernsehband III wird eine Mindestfeldstärke von 1 mV/m gefordert. Die zuständigen Institutionen sind bestrebt, diese Empfehlungen der Stockholmer Konferenz zu verwirklichen. Während im Flachland eine annähernd lückenlose Fernseh-Flächenversorgung verhältnismäßig einfach zu erreichen ist, bereitet es in gebirgigen Gegenden außerordentliche Schwierigkeiten, alle Fernsehteilnehmer zufriedenzustellen. Bedingt durch die lichtähnliche Ausbreitung der Ultrakurzwellen liegen viele Gebirgstäler, Hänge und Talkessel sozusagen im Schatten der Strahlung. In solchen Abschattungsgebieten erzielt man auch in unmittelbarer Sendernähe und mit großen Strahlungsleistungen kaum eine ausreichende Empfangsfeldstärke. Zu einer lückenlosen Fernsehversorgung ist deshalb noch eine Vielzahl von Fernseh-Hilfsstationen erforderlich, die entsprechend den Gegebenheiten als Fernseh-Ballsender, Fernseh-Frequenzumsetzer und Fernseh-Umlenkantennenanlagen arbeiten. In manchen Fällen werden auch Eindraht-Wellenleitungen (*Goubau*-Leitungen) eingesetzt.

1.6.1. Fernseh-Großsender

Die Fernseh-Großsender bilden das Grundnetz für die Fernsehversorgung eines Landes. Ihre Senderleistung beträgt im allgemeinen nicht weniger als 10 kW. Durch Bündelung der Abstrahlung in der Vertikalebene entsteht — trotz Rundstrahlung in der Horizontalen — ein Leistungsgewinn. Bei einem Band-III-Sender wird durch die Antennenanlage meist ein zehnfacher Leistungsgewinn in der Abstrahlrichtung erzielt. Die Strahlungsleistung eines 10-kW-Senders kann in diesem Fall mit 100 kW angegeben werden. Mit Strahlungsleistungen dieser Größenordnung erreicht man — ungehinderte Ausbreitung vorausgesetzt — auch am Rand des radiooptischen Horizonts noch Feldstärken, die weit über den geforderten Mindestwerten liegen.

Die Fernseh-Großsender sind im allgemeinen über Dezimeter-Richtfunkstrecken mit dem Fernsehzentrum verbunden und erhalten auf diesem Weg ihre Bildmodulation. Darüber hinaus werden die Fernsehzentren meist über weitere Dezimeter-Richtfunkstrecken noch mit anderen Ländern verbunden, die Fernseh-Direktübertragungen über große Entfernungen ermöglichen. So ist z. B. das Fernsehen der DDR dem Intervisionsnetz angeschlossen, dessen Zentrum sich in Prag befindet. Über Intervision können zur Zeit Fernsehübertragungen der Programme ČT (ČSSR), TVP (Volksrepublik Polen), TSS (Sowjetunion), MT (Ungarische Volksrepublik), TVR (Sozialistische Republik Rumänien), BT (Volksrepublik Bulgarien) und des Fernsehens der DDR untereinander abgewickelt werden. Darüber hinaus bestehen über das Intervisionsnetz Querverbindungen zu den Anliegerstaaten des Eurovisionsnetzes.

1.6.2. Fernseh-Ballsender

Ein Fernseh-Ballsender trägt eigentlich seinen Namen zu Unrecht, denn er ist ein vollwertiger, ganz normaler Fernsehsender. Die Bezeichnung Ballsender kennzeichnet lediglich, daß der Sender nicht wie üblich über eine Dezimeter-Richtfunkstrecke, sondern von einem Ballempfänger moduliert wird. Dieser ist ein besonders hochwertiger und betriebssicherer Empfänger, der wie jeder andere Fernsehempfänger einen benachbarten Fernsehsender aufnimmt. Das im Ballempfänger demodulierte Videogemisch und Tonsignal unterscheidet sich nicht von dem, wie es ein Dezimeter-Richtfunkempfänger liefert. Es wird in gleicher Weise dem Ballsender zugeführt und moduliert diesen. Ohne jede Veränderung könnte man einen Fernseh-Ballsender auch über eine Dezimeter-Richtfunkstrecke modulieren.
Das Ballsystem hat einige Nachteile: Der Übertragungskanal im Fernseh-Frequenzbereich ist weitaus anfälliger gegenüber Störungen, die von außen einfallen (z. B. Überreichweitenstörungen), als Dezimeter-Richtfunkstrecken. Weiterhin haben Ausfälle des versorgenden Fernsehsenders einen Modulationsausfall des Ballsenders zur Folge. Fernseh-Ballsender werden deshalb nur in

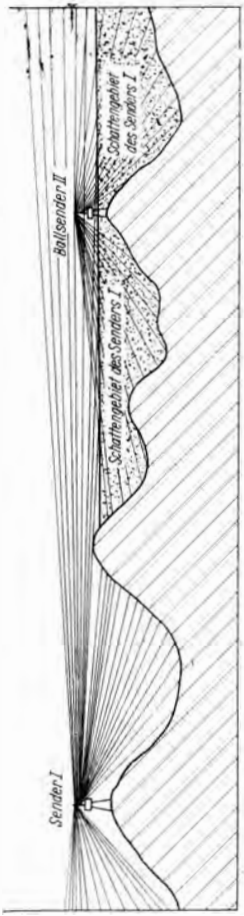


Bild 1.4 Versorgung von Schattengebieten durch einen Fernseh-Ballsender

Sonderfällen eingesetzt und haben entsprechend ihrer Aufgabenstellung kleine bis mittlere Strahlungsleistungen. Auch Fernseh-Großsender arbeiten manchmal vorübergehend als Ballsender,

und zwar dann, wenn die Dezimeter-Richtfunkstrecke ausfällt und der direkte Empfang eines benachbarten Fernsehsenders möglich ist. Für Reservezwecke hat man in solchen Fällen einen Fernseh-Ballempfänger vorgesehen, der die Modulation des Senders — allerdings mit manchmal verminderter Bildqualität — sicherstellt.
Ein Beispiel für den Einsatz eines Fernseh-Ballsenders ist in Bild 1.4 dargestellt. Daraus geht hervor, daß der Fernsehsender I bestimmte Gebiete — sogenannte Schattengebiete — auf Grund der quasioptischen Ausbreitung nicht erreicht. Mit einem Fernseh-Ballsender II lassen sich bei mittlerer Leistung mehrere größere Abschattungsgebiete versorgen. Durch den erhöhten Standort ist gewährleistet, daß der Sender II über Ballempfang vom Sender I moduliert werden kann. Sender I und Sender II müssen auf verschiedenen Fernsehkanälen arbeiten.

1.6.3. Fernseh-Frequenzumsetzer

Ein Fernseh-Frequenzumsetzer, oft auch als Fernseh-Kanalumsetzer oder kurz als Fernsehumsetzer bezeichnet, empfängt das Hochfrequenzsignal von seinem Muttersender und setzt dieses — ohne zu demodulieren — in einer Mischstufe auf einen anderen Fernsehkanal um. Es erfolgt also lediglich ein Frequenzwechsel des Bild- und des Tonträgers, Modulationsart und Modulation (Bild- und Tonmodulation) werden nicht verändert.
Fernseh-Kanalumsetzer setzt man vorwiegend in gebirgigen Gegenden zur Fernsehversorgung kleinerer Schattengebiete ein. Da hierbei vom Fernsehumsetzer meist nur eng begrenzte Gebiete in geringer Entfernung versorgt werden müssen, reichen Leistungen < 5 W fast immer aus, zumal sich durch scharfbündelnde Sendeantennen die Energie auf das kleine Versorgungsgebiet konzentrieren läßt. In Sonderfällen versieht man Fernseh-Kanalumsetzer mit zusätzlichen Leistungsendstufen.
In Bild 1.5 ist ein Beispiel für den Einsatz eines Fernseh-Kanalumsetzers dargestellt. In diesem Fall wird ein kleineres Schattengebiet, in dem sich etwa ein Dorf befinden könnte, durch einen vom Fernseh-Muttersender gespeisten Kanalumsetzer versorgt.

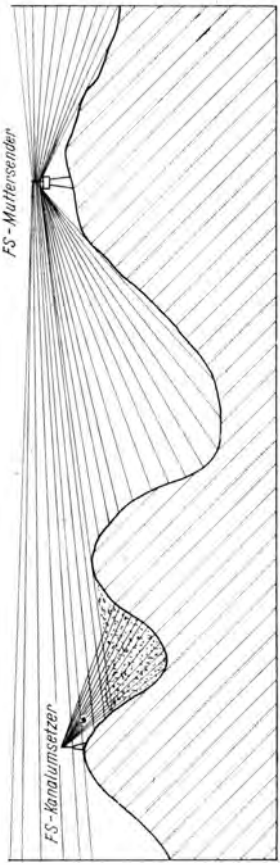


Bild 1.5 Versorgung eines kleinen Schattengebietsdurch Fernseh-Kanalumsetzer

1.6.4. Fernseh-Umlenkantennenanlagen

Fernseh-Umlenkantennenanlagen sind die einfachste Art der Fernsehversorgung in Schattengebieten. Wie Bild 1.6 zeigt, besteht eine Umlenkantennenanlage aus einer Empfangsantenne A_1 und der Abstrahlantenne A_2. Beide sind über eine Speiseleitung

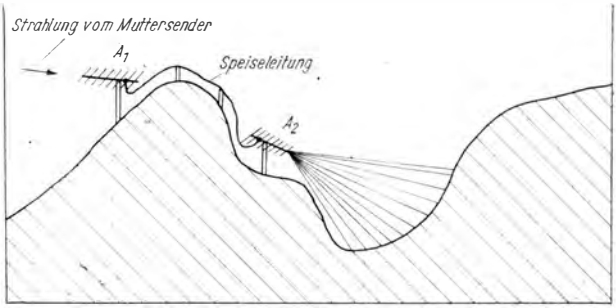


Bild 1.6 Schema einer Fernseh-Umlenkantennenanlage

miteinander verbunden. A_1 empfängt vom Fernseh-Muttersender eine Hochfrequenzspannung, die von der Speiseleitung zu A_2 weitergeführt wird. A_2 ist auf das zu versorgende Schattengebiet ausgerichtet und strahlt einen gewissen Teil der von A_1 aufgenommenen Empfangsenergie in diese Richtung ab. Da eine solche Anlage die Empfangsspannung nicht verstärkt, sondern einen Teil dieser Spannung nur in eine andere Richtung weiterreicht (umlenkt), nennt man sie passive Umlenkantennenanlage. Heute werden nur noch aktive Umlenkanlagen eingesetzt, die dadurch gekennzeichnet sind, daß zwischen Empfangsantenne A_1 und Abstrahlantenne A_2 ein Antennenverstärker eingeschaltet ist. Das empfangene Hochfrequenzsignal wird somit verstärkt und über A_2 abgestrahlt. Mit diesem aktiven Verfahren ist es möglich, auch bei verhältnismäßig geringer Empfangsfeldstärke des Muttersenders bei A_1 diese so zu verstärken, daß das Schattengebiet über A_2 ausreichend versorgt werden kann.

Leider verlangt dieses Versorgungsverfahren Voraussetzungen, die sich nur sehr selten erfüllen lassen. Da keine Umsetzung der Kanalfrequenz erfolgt, besteht die Hauptforderung, daß im zu versorgenden Schattengebiet keine oder nur außerordentlich geringe Restfeldstärken vom Muttersender nachweisbar sein dürfen. Weiterhin darf auch am Standort der Abstrahlantenne A_2 keine direkt oder indirekt einfallende Strahlung des Muttersenders vorhanden sein. Es besteht jedoch häufig die Möglichkeit,

daß durch gegenüberliegende Berghänge usw. der Muttersender mehr oder weniger stark in das Abschattungsgebiet reflektiert wird. In Verbindung mit einer Umlenkantennenanlage würden in solchen Fällen Doppelbilder, Plastikerscheinungen und sonstige Beeinträchtigungen der Bildqualität entstehen.

1.6.5. Eindraht-Wellenleiter

In tiefeingeschnittenen, schmalen und gewundenen Gebirgstälern, in denen sich häufig langgestreckte, sogenannte Straßensiedlungen befinden, ist es oft nicht möglich, mit herkömmlichen Mitteln alle Fernsehteilnehmer zu versorgen. Ein Fernseh-Kanalumsetzer würde nur den Teil einer Talsiedlung erreichen, der innerhalb der Sicht liegt. Fernsehteilnehmer, die sich jenseits einer Talwindung befinden, würden bereits im Abschattungsgebiet des Fernsehumsetzers liegen. In diesen und in ähnlichen Fällen ist der Einsatz eines Eindraht-Wellenleiters zweckmäßig.
Eine solche Anlage gibt Bild 1.7 wieder. Auf einer empfangsgünstigen Erhebung befindet sich die Empfangsantenne A_1, die zum Fernseh-Muttersender gerichtet ist. Das aufgenommene Fernsehsignal wird durch einen Antennen-Mastverstärker noch entsprechend verstärkt. Diese erhöhte Nutzspannung gibt man

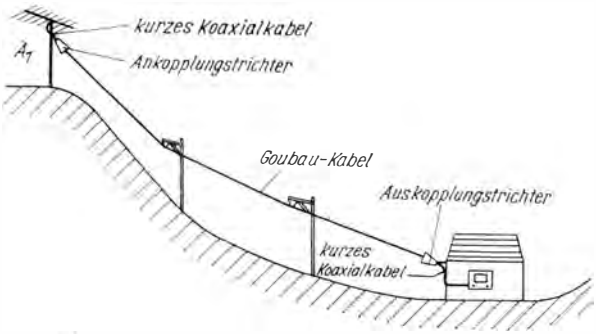


Bild 1.7 Beispiel für die Anordnung einer *Goubau*-Leitung

dann auf die Eindraht-Wellenleitung, die sich als Drahtleitung an Holzmasten befestigt vom Standpunkt der Empfangsantenne A_1 in das Versorgungsgebiet und durch dieses hindurch erstreckt. Meist verlaufen Eindrahtleitungen längs der Ortsstraße, so daß sich Fernsehteilnehmer beider Straßenseiten anschließen können. Die Eindraht-Wellenleitung, nach ihrem Erfinder *Dr. Georg Goubau* auch *Goubau*-Leitung genannt, stellt ein verblüffend einfaches Gebilde dar. Sie besteht aus einem metallischen Leiter, der von einer mehr oder weniger dicken Schicht Isoliermaterial umgeben ist (Bild 1.8). Die Fortleitung der Wellen erfolgt entlang dem metallischen Leiter, wobei das umgebende Isoliermaterial eine Konzentration des elektromagnetischen Feldes um den Leiter bewirkt. Je nach Durchmesser des Innenleiters sowie Art und Durchmesser des umgebenden Kunststoff-Dielektrikums wird von der Feldenergie ein zylindrischer Luftraum um die Leitung durchsetzt, der etwa 2 bis 3 Wellenlängen im Radius umfaßt. Die die Leitung umgebende Feldstärke nimmt jedoch nach außen hin sehr schnell ab, etwa 90% der übertragenen Energie strömen in einem Luftraum mit 0,7 λ Radius um den Leiter. Dieser Luftraum, den man Grenzdurchmesser nennt, soll frei von metallischen und größeren dielektrischen Gegenständen sein. Die Fortleitung der Energie im umgebenden Luftraum erfolgt praktisch strahlungsfrei, deshalb ist die *Goubau*-Leitung außerordentlich dämpfungsarm. Obwohl die Eindraht-Wellenleitung möglichst geradlinig verlegt werden sollte, sind Richtungsänderungen bis zu einem Knickwinkel von 20° zulässig. Durch allmähliche Richtungsänderungen läßt sich die *Goubau*-Leitung auch um größere Hindernisse oder Kurven herumführen. Es ist der besondere Vorzug eines Eindraht-Wellenleiters, die schlauchartig zusammengefaßte Hochfrequenz verlustarm an jeden beliebigen Ort leiten zu können.

Vom *Kombinat VEB Kabelwerk Oberspree* (KWO) werden zwei

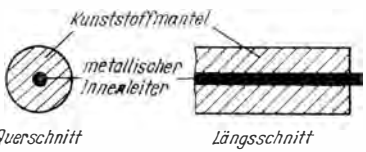


Bild 1.8
Aufbau des Leitermaterials einer *Goubau*-Leitung

Tabelle 1.2. Eindrahtleitungen

Drahtwellenleiter	Typ 2/5-9109.0	Typ 4/10-9111.0
Leiter	Cu-Runddraht 2 mm ⌀	Cu-Runddraht 4 mm ⌀
Dielektrikum	Polyäthylen 5 mm ⌀	Polyäthylen 10 mm ⌀
mittlere Dämpfung bei		
150 MHz	0,67 dB/100 m	0,434 dB/100 m
250 MHz	0,955 dB/100 m	0,66 dB/100 m
500 MHz	1,74 dB/100 m	1,22 dB/100 m
Grenzdurchmesser bei		
150 MHz	2,3 m	2,1 m
250 MHz	1,3 m	1,2 m
500 MHz	0,6 m	0,56 m

Arten von Drahtwellenleitern hergestellt (s. Tabelle 1.2.). Sie dienen vorwiegend zur Verbindung von weit abgesetzten Fernseh-Empfangsantennen mit Empfänger-Gemeinschaften in Orten mit ungünstigen Empfangsbedingungen. Der Typ *2/5-9109.0* wird in Gegenden mit normalen klimatischen Verhältnissen eingesetzt. In Höhenlagen, wo mit Eisbehang und starker Rauhreifbildung zu rechnen ist, sollte der Typ *4/10-9111.0* bevorzugt verwendet werden.

Das Signal kann von den einzelnen Fernsehteilnehmern sehr einfach durch einen innerhalb des Grenzdurchmessers an die Eindrahtleitung angekoppelten Dipol abgenommen werden. Derartige Anlagen haben sich im Mittelgebirgsraum der DDR seit Jahren vorzüglich bewährt, wurden aber in neuerer Zeit zunehmend durch Fernsehumsetzer ersetzt.

2. Fernsehantenne

Als der Hörrundfunk noch in den Kinderschuhen steckte, war eine lange und in möglichst großer Höhe angebrachte Drahtantenne von größter Bedeutung. Damals arbeiteten die Mittelwellensender noch mit verhältnismäßig kleinen Strahlungsleistungen, und die Senderdichte war so gering, daß gegenseitige Störungen kaum auftraten. Da zu dieser Zeit auch die Empfänger keineswegs besonders empfindlich waren, mußte man schon eine gute Hochantenne besitzen, um beispielsweise eine Sendung aus Budapest oder Rom empfangen zu können. Das Drahtchaos über unseren Dächern wäre nicht auszudenken, wenn heute jeder Besitzer eines Rundfunkempfängers eine „schön lange" Hochantenne ausspannen würde. Das ist glücklicherweise nicht erforderlich, denn inzwischen wurden Senderleistung, Senderdichte und Empfängerempfindlichkeit so gesteigert, daß auch schon „ein Stückchen Draht" bzw. eine Innen- oder Gehäuseantenne im Mittelwellenbereich mehr Sender bringt, als unser Rundfunkempfänger manchmal verarbeiten kann. Auch das UKW-Rundfunksendernetz wurde bereits so ausgebaut, daß man bei einem modernen Empfangsgerät für Monoempfang in den meisten Fällen auf eine Außenantenne verzichten kann und mit dem Gehäusedipol auskommt. Dagegen ist für einwandfreien Stereoempfang die 10fache Antennenspannung gegenüber Monoempfang erforderlich, die aber eine Innenantenne gewöhnlich nicht liefern kann.

Der Fernsehempfänger benötigt zur Wiedergabe eines rauschfreien Bildes eine erheblich größere Empfangsspannung als etwa ein UKW-Rundfunkempfänger für einwandfreien Monoempfang. Während beim Hörempfang im UKW-FM-Bereich fehlbemessene Antennen oder Behelfsantennen lediglich eine geringere Empfangsspannung, jedoch keine Verminderung der Tonqualität verursachen, liefert eine unzweckmäßige Fernsehantenne nicht nur ein verrauschtes Bild, sondern es können dazu noch Plastikerscheinungen, Doppelbilder und sonstige Verschlechterungen der Bildqualität auftreten. Man kann deshalb sagen, daß die Fern-

sehantenne direkten Einfluß auf die Güte des empfangenen Fernsehbilds hat. Dieser Tatsache muß beim Farbfernsehen besonders entsprochen werden. Im Normalfall ist daher eine gute Außenantenne für einen guten Fernsehempfang unerläßlich. Zu einer optimal wirksamen Antennenanlage gehört aber nicht nur, daß die Antenne und ihre Ableitung von einwandfreier elektrischer und mechanischer Beschaffenheit sind, sondern daß auch der Antennenstandpunkt richtig gewählt wird. Man kann aber nur dann die Leistungsfähigkeit einer Antenne und deren günstigste Anbringung beurteilen, wenn man sich mit der Theorie der Antennentechnik beschäftigt.

2.1. Halbwellendipol

Das einfachste und gleichzeitig am stärksten verbreitete Resonanzgebilde in der Antennentechnik ist der Halbwellendipol. Er bildet das Grundelement fast aller Antennenformen und wurde bereits im Jahre 1880 von *Heinrich Hertz* verwendet. Um Eigenschaften und Wirkungsweise von Antennen verstehen zu können, muß man sich zuerst mit der Theorie des Halbwellendipols beschäftigen. Wie schon der Name sagt, hat der *Halbwellendipol* eine Längenausdehnung, die der halben Wellenlänge ($\lambda/2$) der jeweils verwendeten Frequenz entspricht. In diesem Fall befindet sich der Dipol in Resonanz mit der Wellenlänge (Bild 2.1). Der Ausdruck *Dipol* bedeutet Zweipol und kennzeichnet, daß der Halbwellenstrahler in seiner geometrischen Mitte aufgetrennt ist. An den dort entstandenen zwei Polen, den Speisepunkten x — x, kann man die Speiseleitung anschließen.

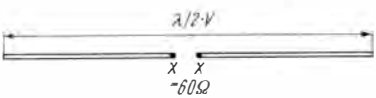


Bild 2.1
Gestreckter Halbwellendipol

2.1.1. Strom- und Spannungsverteilung auf einem Halbwellendipol

Wenn man einen Leiter, dessen elektrische Länge der halben Wellenlänge entspricht, in seiner Resonanzfrequenz erregt, so bilden sich auf ihm stehende Wellen aus, die eine Abstrahlung der Hochfrequenzenergie ermöglichen. Stehende Wellen sind dadurch gekennzeichnet, daß an bestimmten Punkten der Strom nahezu Null ist, während er an anderen Punkten seinen Höchstwert erreicht.

Aus der in Bild 2.2 gezeigten Strom/Spannungs-Verteilung beim $\lambda/2$-Strahler ersieht man, daß in der Strahlermitte der Strom ein Maximum hat (Strombauch), während dort gleichzeitig ein Spannungsminimum (Spannungsknoten) vorhanden ist. An den beiden Strahlerenden findet man umgekehrte Verhältnisse vor: Das Strommininimum (Stromknoten) fällt mit einem Spannungsmaximum (Spannungsbauch) zusammen. Aus der Strom/Spannungs-Verteilung erklärt sich, daß die Elemente von UKW-Antennen häufig in ihrer geometrischen Mitte metallisch mit dem geerdeten Antennenträger verbunden sind. Solche Elemente werden im Spannungsknoten gehaltert, denn wo Spannungsnull herrscht, können auch keine Verluste auftreten. Man kann also im Spannungsminimum die Elemente ohne Bedenken erden. Mit der Strom/Spannungs-Verteilung auf einem Strahler erhält man gleichzeitig einen Überblick über die Widerstandsverhältnisse. Nach dem Ohmschen Gesetz ist bekannt, daß aus Spannung und Strom ein bestimmter Widerstand resultiert:

$$\frac{\text{Spannung}}{\text{Strom}} = \text{Widerstand}\,.$$

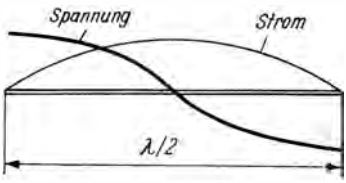


Bild 2.2
Strom/Spannungs-Verteilung auf einem Halbwellenstrahler

Theoretisch könnte man also für jeden beliebigen Punkt des Strahlers dessen Impedanz (Scheinwiderstand) errechnen, sofern Strom und Spannung bekannt sind. An dieser Stelle sei nur folgende wichtige Feststellung gegeben:
Strahlerenden — großer Scheinwiderstand, da größte Spannung und geringster Strom;
Strahlermitte (beim Halbwellendipol) — kleiner Scheinwiderstand, weil Spannungsminimum und großer Strom.

2.1.2. Strahlungswiderstand

Der Strahlungswiderstand ist eine Größe, mit der sich der Leistungshaushalt einer Antenne veranschaulichen läßt. Er ergibt sich aus dem Verhältnis von Spannung und Strom auf einem Antennenleiter. Um verschiedene Antennen miteinander vergleichen zu können, bezeichnet man als Strahlungswiderstand immer das Minimum des Widerstands im Spannungsminimum. Der theoretisch berechnete Strahlungswiderstand eines gestreckten Halbwellendipols beträgt ungefähr 74 Ω. Dieser Wert gilt aber nur, wenn der Antennenleiter unendlich dünn ist und sich im freien Raum befindet. Da man jedoch weder einen unendlich dünnen Antennenleiter darstellen kann noch die idealen Verhältnisse des freien Raumes vorfindet, muß man mit einem Strahlungswiderstand um 60 Ω rechnen. Der Halbwellendipol wird im Strombauch (geometrische Mitte) gespeist. Deshalb ist der Strahlungswiderstand gleich dem Eingangswiderstand des Strahlers.
Es wird auffallen, daß immer wieder von *Strahlungswiderstand* und *Strahler* gesprochen wird, obwohl eine Empfangsantenne bekanntlich nicht strahlt, sondern nur empfängt. Gemäß dem Reziprozitätsgesetz sind jedoch alle die Wirkung bestimmenden Eigenschaften einer Antenne für den Sendefall und für den Empfangsfall die gleichen. Untersucht man demnach eine bestimmte Charakteristik einer Antenne, z. B. das Richtdiagramm oder den Antennengewinn, so hat das Ergebnis in gleicher Weise für die Verwendung als Sendeantenne und als Empfangsantenne Gültigkeit. Im allgemeinen lassen sich die Vorgänge für den Sendefall anschaulicher erklären, deshalb wird diese Darstellungsweise

häufig vorgezogen. Das Ergebnis kann jedoch in Theorie und Praxis vollgültig für den Anwendungsfall Empfangsantenne übertragen werden.

2.1.3. Halbwellendipol als Schwingkreis

Jeder Leiter ist mit Selbstinduktion und Kapazität behaftet. Bei einem gestreckten Leiter, wie ihn der Halbwellendipol darstellt, sind Induktivität und Kapazität über die Leiterlänge gleichmäßig verteilt. Man kann den Halbwellendipol als offenen Schwingkreis betrachten und ihm auch die Eigenschaften eines solchen zuordnen. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises wird durch die Größe von Selbstinduktion und Kapazität bestimmt. Die Resonanzfrequenz eines Halbwellendipols unterliegt den gleichen Bedingungen. Induktivität und Kapazität — und damit die Resonanzfrequenz — werden im wesentlichen durch die geometrischen Abmessungen des Strahlers bestimmt. Bei Vernachlässigung der Kreisverluste hängt die Güte eines Schwingkreises von dessen L/C-Verhältnis ab. Dabei ergibt ein großes L/C-Verhältnis (große Selbstinduktion bei kleiner Kapazität) einen schmalbandigen, resonanzscharfen Kreis hoher Güte. Bei einem kleinen L/C-Verhältnis (kleine Selbstinduktion und große Kapazität) ist der Kreis breitbandig und weniger resonanzscharf.

Auch bezüglich seiner Bandbreite verhält sich der Halbwellenstrahler wie ein Schwingkreis: Ein dicker Strahler hat auf Grund seiner verhältnismäßig großen Oberfläche eine größere Kapazität als ein gleich langer Strahler aus dünnem Material. Der dicke Strahler hat demnach ein kleineres L/C-Verhältnis als der dünne Strahler; er ist deshalb weniger resonanzscharf. Die Ausdrücke „dicker Strahler" und „dünner Strahler" sind nicht exakt. Sie werden es erst, wenn man sie in ein Verhältnis zur Wellenlänge bringt.

Das Verhältnis Wellenlänge zu Strahlerdurchmesser (λ/d) nennt man *Schlankheitsgrad*. Ausgesprochene Breitbandantennen erkennt man im allgemeinen an der großen Strahleroberfläche (z. B. Flächen- oder Schmetterlingsdipole), sie stellen infolge ihrer großen Umgebungskapazität einen Schwingkreis mit kleinem

L/C-Verhältnis dar. Vom Schlankheitsgrad eines Dipols hängt nicht nur sein L/C-Verhältnis ab, sondern auch sein Verkürzungsfaktor und der Fußpunktwiderstand.

2.1.4. Verkürzungsfaktor eines Halbwellendipols

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde nicht zwischen *mechanischer* und *elektrischer* Länge eines Dipols unterschieden. Tatsächlich wären mechanische und elektrische Länge einer Antenne aber nur dann gleich, wenn man den Antennenleiter unendlich dünn fertigen könnte. Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Schwingungen auf einem Draht oder Metallrohr ist etwas geringer als die Lichtgeschwindigkeit. Hinzu kommen kapazitive Einflüsse, besonders an den Antennenenden, die sich wie eine Antennenverlängerung auswirken. Die wirkliche Strahlerlänge (mechanische Länge) muß deshalb gegenüber der

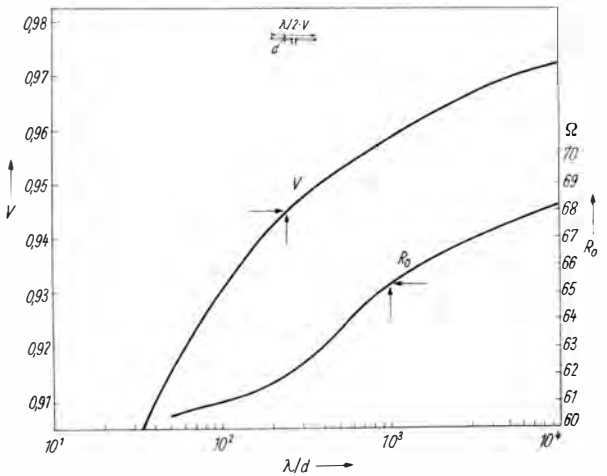


Bild 2.3 Fußpunktwiderstand R_0 und Verkürzungsfaktor V beim Halbwellendipol in Abhängigkeit vom Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnis λ/d

elektrischen Länge um einige Prozent verkürzt werden. Dieser Verkürzungsfaktor ist kaum exakt zu bestimmen, da ihn Erdverhältnisse, Antennenhöhe und -umgebung beeinflussen.
Im UKW- und Dezimetergebiet ist der Verkürzungsfaktor außerdem noch stark vom Schlankheitsgrad des Strahlers abhängig. Der Einfluß des Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnisses beruht darauf, daß ein dicker Strahler eine größere Kapazität als ein gleich langer dünner Strahler hat. In jedem Schwingkreis, dessen Kapazität vergrößert wird, verschiebt sich dessen Resonanzfrequenz nach niedrigeren Werten hin. Auch die Resonanzfrequenz des dicken Leiters liegt darum niedriger als die des gleich langen schlanken Leiters. Um beide Strahler auf gleiche Resonanzfrequenz zu bringen, muß die größere Kapazität des dicken Strahlers durch eine weitere Verkürzung ausgeglichen werden. Bei gleicher Resonanzfrequenz ist deshalb ein dicker Strahler immer kürzer als ein schlanker Dipol.
Zur schnellen Bestimmung des Verkürzungsfaktors V und des Fußpunktwiderstands R_0 von Halbwellendipolen in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad dienen die Kurven in Bild 2.3.

Beispiel
Gesucht wird die mechanische Strahlerlänge eines Halbwellendipols für 200 MHz. Es soll Alurohr mit einem Durchmesser von 10 mm verwendet werden.
200 MHz entsprechen einer Wellenlänge von 150 cm. Daraus errechnet sich das Verhältnis λ/d mit

$$150 \text{ cm} : 1 \text{ cm} = 150.$$

Entsprechend Bild 2.3 ist für ein Verhältnis $\lambda/d = 150$ ein Verkürzungsfaktor V von 0,938 einzusetzen. Die richtige Strahlerlänge ergibt sich demnach:

$$\frac{\lambda}{2} \cdot V = \frac{150 \text{ cm}}{2} \cdot 0{,}938 = 70{,}4 \text{ cm}.$$

Die für die Berechnung von Halbwellendipolen im UKW-Bereich oft angegebene zugeschnittene Größengleichung

$$\text{Strahlerlänge}/_{\text{m}} = \frac{141}{\text{f}/_{\text{MHz}}}$$

berücksichtigt den Schlankheitsgrad des jeweiligen Strahlers nicht und ist deshalb nur bedingt brauchbar.

2.1.5. Effektive Länge und effektive Höhe des Halbwellendipols

Die Größe der Spannung, die eine Antenne dem sie umgebenden elektromagnetischen Feld entnehmen kann, hängt von zwei Faktoren ab:

- von der elektrischen Feldstärke der elektromagnetischen Welle am Antennenstandort (Empfängerort) und
- von der effektiven (wirksamen) Länge bzw. Höhe der Empfangsantenne.

Die elektrische Feldstärke gibt man in V/m (mV/m, μV/m) an. Die Einheit für eine elektrische Spannung wird also mit einer Längeneinheit in Beziehung gebracht. Daraus geht hervor, daß die Feldstärke räumlich verteilt ist. Bringt man in das elektromagnetische Feld einen Leiter, z. B. einen Halbwellendipol, so wird in diesem eine Spannung induziert. Unabhängig von der Wellenlänge vergrößert sich diese Spannung um so mehr, je länger der Antennenleiter ist. Auf einem in Resonanz befindlichen Dipol verteilt sich der Strom sinusförmig. Aus diesem Grund ist auch die wirksame Länge eines Dipols nicht gleich der mechanischen Länge. Die wirksame oder effektive Länge L_{eff} eines Halbwellendipols beträgt:

$$L_{eff/m} = \frac{\lambda_{/m}}{\pi} \cdot \tag{2.1.}$$

Ersetzt man die Wellenlänge λ durch die Frequenz f, so ergibt sich

$$L_{eff/m} = \frac{95{,}5}{f_{/MHz}} \cdot \tag{2.2.}$$

Aus der elektrischen Feldstärke E am Antennenstandort und der effektiven Länge L_{eff} des Empfangsdipols kann die in diesem induzierte Spannung U errechnet werden:

$$U = E \cdot L_{eff} . \tag{2.3.}$$

Für L_{eff} kann man nach (2.1.) setzen:

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{3{,}14}, \tag{2.4.}$$

oder nach (2.2.)

$$U = E \cdot \frac{95{,}5}{f_{/MHz}}. \tag{2.5.}$$

Die vom Halbwellendipol aufgenommene Spannung wird zum Empfänger weitergeleitet. Maximale Energieübertragung findet dann statt, wenn der Speisepunktwiderstand (Strahlungswiderstand) gleich dem Eingangswiderstand des Empfängers ist. In diesem Fall — man nennt ihn Anpassung — steht die im Halbwellendipol induzierte Gesamtspannung zur Hälfte am Empfängereingang zur Verfügung. Die andere Hälfte wird von der Antenne in Form von elektromagnetischen Schwingungen wieder ausgestrahlt. Das beruht darauf, daß der Antennenwiderstand — der in diesem Fall gleich dem Strahlungswiderstand ist — und der Empfängereingangswiderstand zueinander parallel liegen. Da beide den gleichen Widerstandswert haben, muß sich auch die Gesamtspannung auf beide Widerstände gleichmäßig verteilen, so daß an jedem Einzelwiderstand die Hälfte der Gesamtspannung vorhanden ist.

Die bei Anpassung verfügbare Empfängereingangsspannung von einem Halbwellendipol errechnet man nach der zugeschnittenen Größengleichung:

$$U_{/\mu V} = E_{/\frac{\mu V}{m}} \cdot \frac{\lambda_{/m}}{6{,}28}; \tag{2.6.}$$

U — Spannung am Empfängereingang, E — Feldstärke am Antennenstandort, λ — Wellenlänge, $6{,}28 = 2\,\pi$. Die Wellenlänge λ kann auch durch die Frequenz f ersetzt werden. Dann ergibt sich für den gestreckten Halbwellendipol:

$$U_{/\mu V} = E_{/\frac{\mu V}{m}} \cdot \frac{47{,}8}{f_{/MHz}}. \tag{2.7.}$$

Es kann festgestellt werden, daß sich alle Berechnungen der Empfangsspannung auf die effektive Antennenlänge beziehen.

Wenn bisher von der effektiven Antennenhöhe noch nicht die Rede war, so geschah das, weil effektive Länge und effektive Höhe rechnerisch identisch sind. Sie unterscheiden sich nur in der Betrachtungsweise, und zwar spricht man bei symmetrischen Antennen — und nur mit diesen haben wir es bei Fernsehempfangsantennen zu tun — von effektiver Länge, während man unsymmetrischen Antennen den Begriff effektive Höhe zuordnet. Mit der Aufbauhöhe über dem Erdboden bzw. der Länge des Tragemastes hat die effektive Höhe einer Antenne überhaupt nichts zu tun.

Nach Gl. (2.6.) kann man folgende Feststellung treffen:

Bei gleicher Feldstärke E wird die Empfangsspannung U eines resonanten Halbwellendipols um so höher, je größer die Wellenlänge ist.

Beispiel

An einem Empfangsort beträgt die Feldstärke E eines Fernsehsenders im Band I, Kanal 3 ($\lambda \approx 5{,}20$ m) 3 000 μV/m. Wie hoch ist die Empfangsspannung U, die ein auf Resonanz abgestimmter Halbwellendipol bei Anpassung und ohne Berücksichtigung von Verlustwiderständen an den Empfängereingang liefern kann?

Nach Gl. (2.6.) beträgt die Spannung

$$U/\mu V = 3\,000\ \mu V/m \cdot \frac{5{,}20\ m}{6{,}28} = 2\,484\ \mu V\,.$$

Würde der Sender z. B. im Band III, Kanal 8 ($\lambda \approx 1{,}50$ m) arbeiten und ebenfalls eine Feldstärke von 3 000 μV/m am Empfangsort erzeugen, so ergäbe ein resonanter Halbwellendipol unter gleichen Bedingungen eine Empfangsspannung von

$$U/\mu V = 3\,000\ \mu V/m \cdot \frac{1{,}50\ m}{6{,}28} = 717\ \mu V\,.$$

Schließlich können bei gleicher Feldstärke im Band IV, Kanal 30 ($\lambda \approx 0{,}55$ m) unter gleichen Bedingungen nur noch

$$U/\mu V = 3000\ \mu V/m \cdot \frac{0{,}55\ m}{6{,}28} = 263\ \mu V$$

dem Empfängereingang zugeführt werden.

Daraus ist ersichtlich, daß man bei gleicher Feldstärke mit einem Halbwellendipol im Fernsehband I etwa die vierfache Antennenspannung erhält wie mit einem Halbwellendipol im Band III bzw. die zehnfache Antennenspannung eines Halbwellendipols im Band IV. Anders ausgedrückt: **Ein einfacher Halbwellendipol im Band I liefert die gleiche Empfangsspannung wie eine Richtantenne mit sechsfachem Leistungsgewinn (12 dB) im Band III und einhundertfachem Leistungsgewinn (20 dB) im Band IV.**

2.1.6. Richtdiagramm des Halbwellendipols

Eine Antenne, die aus allen Richtungen gleich gut empfängt bzw. nach allen Richtungen gleiche Energie abstrahlt, existiert nur in der Theorie und wird als *Isotropstrahler* oder *Kugelstrahler* bezeichnet. Jede Antenne, die sich praktisch darstellen läßt, hat eine bestimmte Richtwirkung, d. h., sie strahlt nicht in alle Richtungen gleich viel Energie ab. Es ist gleichgültig, ob man eine Antenne zum Senden oder zum Empfangen verwendet, ihre Richtwirkung bleibt immer die gleiche.

Um ein anschauliches Bild von dem Richtdiagramm einer Antenne zu erhalten, müßte man dieses dreidimensional darstellen. In der Praxis der Fernsehempfangsantennen genügt es jedoch, die Richtwirkung in der horizontalen und in der vertikalen Ebene zu beschreiben.

Die Richtkennlinie in der horizontalen Ebene kann z. B. dadurch aufgenommen werden, daß man mit der drehbar aufgebauten Antenne einen bestimmten Sender empfängt und die Empfangsspannung in Abhängigkeit vom Drehwinkel bei möglichst vielen Antennenstellungen feststellt. Dabei muß das Anzeigeinstrument des Meßempfängers in Spannungswerten kalibriert bzw. geeicht sein, die Regelspannung wird abgeschaltet. Benutzt man ein Fernsehgerät als Meßempfänger, dann muß die zu den geregelten Stufen führende Regelspannungsleitung aufgetrennt werden, und die Verstärkerstufen erhalten über eine Batterie eine von der Empfangsspannung unabhängige negative Vorspannung. Die am Regelspannungsgleichrichter erzeugte Regelspannung wird von einem hochohmigen Spannungsmesser (z. B. Röhrenvoltmeter)

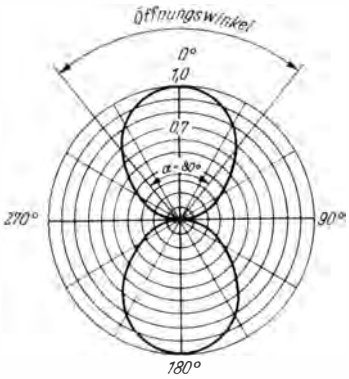


Bild 2.4
Normiertes horizontales Richtdiagramm eines waagerechten Halbwellendipols

angezeigt. Die gefundenen Spannungswerte werden dann nach Richtung und Größe auf Polarkoordinatenpapier übertragen. Verbindet man die einzelnen Meßpunkte miteinander, so erhält man ein anschauliches Bild der Richteigenschaften in der Horizontalebene. Die Messungen sind jedoch in freiem und ebenem Gelände durchzuführen, damit die Ergebnisse nicht durch Reflexionen verfälscht werden.

Bild 2.4 zeigt das normierte horizontale Richtdiagramm eines waagerechten Halbwellendipols. Um ein *normiertes* Richtdiagramm zu erhalten, setzt man die maximal gemessene Spannung unabhängig von ihrer Größe gleich dem Zahlenwert 1,0 und bringt alle übrigen Spannungsmeßwerte dazu ins Verhältnis. Hat man z. B. eine maximale Spannung von 500 mV gemessen und die übrigen Meßwerte betragen 400; 350; 300; 200; 150; 50 und 10 mV, so entsprechen 500 mV dem Wert 1,0 und die übrigen Spannungswerte in der Reihenfolge den Zahlenwerten 0,8; 0,7; 0,6; 0,4; 0,3; 0,1 und 0,02. Diese Zahlenwerte sind in der dazugehörigen Richtung auf das Polarkoordinatenpapier zu übertragen. Zu beachten ist außerdem, daß in dem normierten Richtdiagramm die höchste Spannung mit dem Wert 1,0 immer unter dem Winkel 0° eingetragen wird. Die übrigen Meßwerte sind in ihrer Richtung entsprechend dieser Bezugsrichtung zu übertragen. Die konzentrischen Kreise um den Mittelpunkt des Polar-

koordinatensystems bilden den Maßstab für die Feldstärke, wobei der Mittelpunkt den Wert Null darstellt und dem äußersten Kreis der Wert 1,0 zugeteilt ist. Die radialen Linien markieren die 360 Winkelgrade des Vollkreises und dienen somit der Richtungsbestimmung.

Das Horizontaldiagramm des Halbwellendipols hat die Form einer Acht, man spricht deshalb auch von einer *Achtercharakteristik*. Aus dem Richtdiagramm kann man ersehen, daß sich die größte elektrische Feldstärke senkrecht zur Dipolachse ausbildet, und zwar gleichmäßig nach beiden Seiten. In der Achsrichtung zeigt die Strahlung ein ausgeprägtes Minimum. Das gezeichnete Diagramm ist idealisiert und verändert sich oftmals ungewollt durch Einflüsse der Umgebung. Aus dem Richtdiagramm einer Antenne kann man auch ihren *Öffnungswinkel* ersehen. Es ist der Winkel, der einen Bereich einschließt, in dem die Spannung zu beiden Seiten des Höchstwertes 1,0 auf den Wert 0,7 (genauer auf den Wert $1/\sqrt{2} = 0{,}707$) absinkt. Wie Bild 2.4 zeigt, beträgt der Öffnungswinkel α für den Halbwellendipol rund 80°. Entsprechend der betrachteten Ebene unterscheidet man zwischen dem horizontalen und dem vertikalen Öffnungswinkel. Das Richtdiagramm einer Antenne kann auch in rechtwinkligen Koordinaten dargestellt werden. Wegen der besseren Anschaulichkeit des Polarkoordinatensystems wird dieses jedoch allgemein bevorzugt.

2.2. Faltdipol

Eine Abart des gestreckten Halbwellendipols bildet der *Faltdipol*, auch *Schleifendipol* genannt (Bild 2.5). Er ist aus der Parallelschaltung zweier Halbwellenelemente entstanden. Das

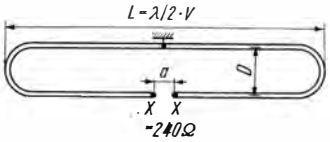


Bild 2.5
Faltdipol

Richtdiagramm des Faltdipols entspricht dem des gestreckten Dipols (s. Bild 2.4). Durch die Parallelschaltung zweier Halbwellenelemente beim Schleifendipol verringert sich dessen Induktivität gegenüber einem gestreckten Dipol auf die Hälfte, während sich die Kapazitäten addieren. Das L/C-Verhältnis des Schleifendipols wird dadurch kleiner als das des gestreckten Dipols. Deshalb weist der Faltdipol auch eine etwas größere Bandbreite auf als ein gestreckter Dipol. Wird aus dem gestreckten Dipol durch Hinzufügen eines zweiten parallelen Elements gleicher Stärke ein Faltdipol, so verteilt sich der Antennenstrom gleichmäßig auf beide Elemente. Bei gleicher Strahlungsleistung ist demnach beim Schleifendipol der Antennenstrom nur noch halb so groß wie beim gestreckten Dipol. Aus dem Ohmschen Gesetz läßt sich herleiten, daß der Faltdipol einen viermal größeren Strahlungswiderstand hat als der gestreckte Halbwellendipol. Man kann deshalb beim Faltdipol mit einem Fußpunktwiderstand von 240 bis 280 Ω rechnen. Die effektive Länge eines Faltdipols beträgt

$$L_{eff} = \frac{2\,\lambda}{\pi} \tag{2.8.}$$

und ist damit doppelt so groß wie die eines gestreckten Dipols. Daraus ergibt sich eine Antennenspannung

$$U_{/\mu V} = E_{/\frac{\mu V}{m}} \cdot \frac{\lambda_{/m}}{\pi} \tag{2.9.}$$

oder

$$U_{/\mu V} = E_{/\frac{\mu V}{m}} \cdot \frac{95{,}5}{f_{/MHz}}\,. \tag{2.10.}$$

Vergleicht man mit Gl. (2.6.) bzw. (2.7.), so kann man feststellen, daß der Faltdipol eine um den Faktor 2 höhere Spannung als der gestreckte Halbwellendipol abgibt. Da aber im Faltdipol nur der halbe Strom fließt, ist für beide Bauformen die abgestrahlte bzw. aufgenommene Leistung die gleiche. In der Leistungsbilanz beider Dipolarten besteht deshalb kein Unterschied, der Faltdipol hat lediglich einen höheren Strahlungswiderstand (240 Ω) als ein gestreckter Halbwellendipol (60 Ω).

Die Antennenindustrie verwendet seit Jahren hauptsächlich den Schleifendipol als gespeistes Element von Fernsehantennen.
Dabei ergeben sich in mechanischer Hinsicht einige Vorteile, denn ein Faltdipol kann z. B. in der geometrischen Mitte des nicht unterbrochenen Strahlerteils direkt und metallisch leitend auf dem Elementträger befestigt werden (Spannungsminimum). Wer jedoch mit Antennen experimentiert, wird am Schleifendipol weniger Freude haben, denn nachträgliche Längenänderungen sind schwierig durchzuführen.
Der Verkürzungsfaktor des Schleifendipols ist gleich dem des gestreckten Halbwellendipols, wobei auch hier der Schlankheitsgrad berücksichtigt werden muß. Zur Ermittlung des Verkürzungsfaktors in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad gilt für den Faltdipol gleichfalls die Darstellung nach Bild 2.3. Der Abstand D der beiden parallelen Antennenteile ist nicht sehr kritisch; er darf maximal bis $\lambda/20$ betragen. Für Fernsehantennen im Band I sind 100 mm ein brauchbarer Mittelwert, während im Band III 60 mm und im Band IV 40 mm bis 50 mm sich als günstig erweisen. Auch der Zwischenraum zwischen den Speisepunkten XX unterliegt keiner starren Regel. Zweckmäßig wird bei allen Fernsehbändern ein Abstand von 10 mm bis 20 mm eingehalten. Werden handelsübliche Antennenanschlußdosen verwendet, dann ist der Zwischenraum XX durch diese fixiert.
Eine einfache Möglichkeit, den Fußpunktwiderstand eines Schleifendipols zu verändern, besteht in der unterschiedlichen Wahl des Durchmessers der beiden Halbwellenstücke (Bild 2.6). Wird der Durchmesser des nicht unterbrochenen Halbwellenstückes d_2 größer als der des gespeisten Dipols d_1, so erhöht sich der Eingangswiderstand. Er erhält damit einen größeren Wert als der des normalen Faltdipols. Ist $d_1 > d_2$, so verkleinert sich der Fußpunktwiderstand. Den wirksamen Eingangswiderstand eines aus unterschiedlich dicken Stäben aufgebauten Faltdipols ($d_2 > d_1$) kann man aus den Kurven in Bild 2.7 ersehen.

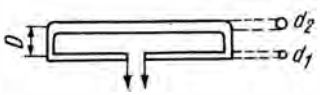


Bild 2.6
Schleifendipol mit unterschiedlichen Elementdurchmessern

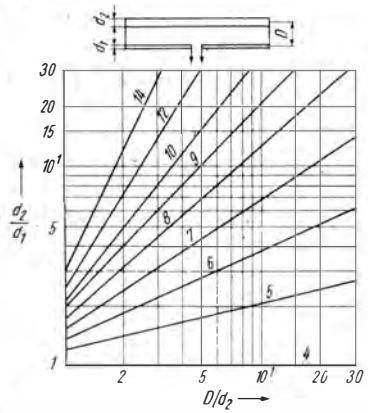


Bild 2.7
Eingangswiderstand eines Faltdipols mit unterschiedlichen Elementdurchmessern. Beispiel (eingezeichnet):
$\frac{d_2}{d_1} = 3, \quad \frac{D}{d_2} = 6;$
daraus ergibt sich ein Impedanzverhältnis von 6. Das ist der sechsfache Wert eines gestreckten Dipols ($\approx$ 360 bis 420 Ω)

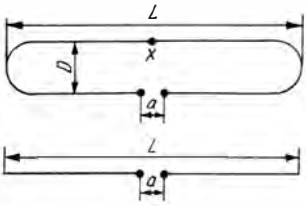
Es gibt noch verschiedene Abwandlungen des Halbwellenstrahlers, die äußerlich oft wenig Ähnlichkeit mit diesem haben. So-

Tabelle 2.1. Resonanzlängen von gestreckten Dipolen und Faltdipolen in Abhängigkeit vom Elementdurchmesser

Bereiche	Länge L in mm bei Elementdurchmesser von			Abstand
	5 mm	10 mm	15 mm	D in mm
I				
Kanal 2	2870	2860	2850	100
Kanal 3	2491	2480	2470	100
Kanal 4	2225	2210	2204	100
II				
UKW-Rundfunk				
(87,5 ... 100 MHz)	1528	1517	1507	100
III				
Kanal 5	801	793	786	50
Kanal 6	773	765	758	50
Kanal 7	744	736	730	50
Kanal 8	716	708	702	50
Kanal 9	692	684	679	50
Kanal 10	668	661	656	50
Kanal 11	649	641	637	50
Kanal 12	629	622	618	50

weit sie in den später zu besprechenden Antennenformen vorkommen, werden sie dort erläutert.

In Tabelle 2.1. sind die Resonanzlängen L von Faltdipolen in Abhängigkeit vom Elementdurchmesser für alle Kanäle der Fernsehbereiche I und III sowie für Bereich II (UKW-Rundfunk) aufgeführt. Die Elementlängen L haben sinngemäß auch für gestreckte Dipole Gültigkeit.



2.3. Antennengewinn

Der Gewinn einer Antenne wird als *Spannungsverhältnis* und als *Leistungsverhältnis* angegeben. Der Leistungsgewinn kennzeichnet den Leistungszuwachs in der Hauptstrahlrichtung, den eine Richtantenne gegenüber einem Normaldipol aufweist. In der Antennenpraxis entspricht dieser Normaldipol einem einfachen Halbwellendipol. Angenommen, eine Richtantenne (z. B. Sendeantenne) hat einen vierfachen Leistungsgewinn, so müßte man, wenn man die Richtantenne durch einen einfachen Halbwellendipol ersetzen wollte, diesem die vierfache Hochfrequenzleistung zuführen, um am Empfangsort die gleiche Feldstärke zu erzielen. Dieses Leistungsverhältnis wird in Dezibel (dB) ausgedrückt, es ist der zehnfache Wert des Logarithmus (zur Basis 10) eines beliebigen Leistungsverhältnisses

$$G/_{dB} = 10 \cdot \lg \frac{P_1}{P_2} \cdot \qquad (2.11.)$$

Bei der Kennzeichnung des Gewinns von Empfangsantennen betrachtet man im allgemeinen das Spannungsverhältnis verglichen mit dem Normaldipol. Um ein Spannungsverhältnis in dB zu kennzeichnen, wird mit dem zwanzigfachen Wert des Logarithmus eines beliebigen Spannungsverhältnisses gerechnet:

$$G/_{dB} = 20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2} \cdot \qquad (2.12.)$$

Angenommen, ein einfacher Dipol würde eine Nutzspannung von 100 μV an den Empfängereingang liefern, es wären jedoch 400 μV erwünscht, so müßte der Normaldipol durch eine leistungsfähigere Antenne mit einem vierfachen Spannungsgewinn ersetzt werden. Da ein Spannungsverhältnis von 4 : 1 einem Gewinn von 12 dB entspricht, müßte man eine Antenne wählen, die mit einem Gewinn von 12 dB angegeben ist. Die Angabe des Antennengewinns in Dezibel drückt sowohl den Leistungs- als auch den Spannungszuwachs aus. Zwischen Spannungs- und Leistungsgewinn besteht folgender Zusammenhang:
Der Spannungsgewinn ist gleich der Wurzel aus dem Leistungsgewinn, bzw. es entspricht der Leistungsgewinn dem Quadrat des Spannungsgewinns. Wenn also eine Antenne mit einem Gewinn

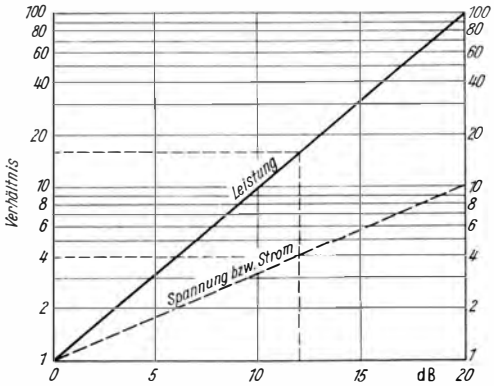


Bild 2.8 Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnis des Gewinns in Dezibel

von 12 dB angegeben wird, so gewährleistet diese einen sechzehnfachen Leistungsgewinn, entsprechend einem vierfachen Spannungsgewinn. Dieses Beispiel ist im Nomogramm (Bild 2.8) gestrichelt eingezeichnet.
Nicht nur der Gewinn einer Anordnung, sondern auch die Dämpfung wird in Dezibel angegeben. Dabei können die dB-Werte einfach addiert bzw. subtrahiert werden. Angenommen, eine Antenne wird mit einem Gewinn von 12 dB angegeben, die Verluste auf der Speiseleitung betragen aber 5 dB, so ist der Gewinn der Gesamtanordnung noch 12 dB − 5 dB = 7 dB. Aus dem Nomogramm (Bild 2.8) können die Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnisse in dB ermittelt werden. Im Anhang des Teiles II ist außerdem eine Tabelle enthalten, aus der sich die gewünschten Angaben direkt ablesen lassen. Mitunter werden Gewinne bzw. Dämpfungen in *Neper* (Np) angegeben. Es besteht der Zusammenhang:
1 Dezibel = 0,116 Neper; 1 Neper = 8,686 Dezibel.

2.4. Halbwellendipole mit parasitären Elementen

Ein Halbwellendipol wird zu einem Richtstrahler mit einseitiger Richtcharakteristik, wenn man parallel zu ihm in bestimmtem Abstand ein zweites Element anbringt, das etwas länger oder kürzer als der Halbwellendipol ist. Da solche zusätzlichen Elemente nicht direkt, sondern nur über die Strahlungskopplung mit dem gespeisten Dipol verbunden sind, nennt man sie auch Parasitärelemente. Antennen kennzeichnet man nach der Anzahl der vorhandenen Elemente (ist z. B. ein Dipol mit zwei parasitären Elementen versehen, so spricht man von einer 3-Element-Antenne). Antennen mit mehreren parasitären Elementen wurden erstmalig im Jahre 1926 von den Japanern *H. Yagi* und *S. Uda* beschrieben. Sie werden deshalb *Yagi*-Antennen genannt.
Industriell hergestellte Fernsehantennen sind meistens nach dem *Yagi*-Prinzip aufgebaut. Parasitärelemente, die länger als der gespeiste Halbwellendipol sind, wirken wegen induktiver Phasenverschiebung als *Reflektor*. Bei kürzeren Parasitärelementen entsteht eine kapazitive Phasenverschiebung, sie wirken deshalb als

Wellenrichter oder *Direktoren.* Durch das Hinzufügen von parasitären Elementen werden alle charakteristischen Eigenschaften des Halbwellendipols mehr oder weniger stark verändert, und dessen Längenbemessung kann man nicht mehr nach Bild 2.3 bzw. Tabelle 2.1. vornehmen.

2.4.1. Reflektoren

Ein Reflektor besteht in seiner einfachsten und bevorzugt verwendeten Form aus einem Metalldraht oder -rohr, das parallel zum gespeisten Dipol angeordnet wird, wobei der Abstand zwischen beiden Elementen 0,1 λ bis 0,3 λ beträgt. Um die für eine Reflektorwirkung erforderliche induktive Phasenverschiebung zu erreichen, ist der Reflektor etwa 5% länger als das gespeiste Element. Der Antennengewinn, der durch das Hinzufügen eines Reflektors erzielt werden kann, liegt bei etwa 4 dB, und er wird vom Abstand zwischen Reflektor und Dipol bestimmt. Der zu erwartende Antennengewinn bei verschiedenen Elementabständen läßt sich dem Nomogramm (Bild 2.9) entnehmen. Der Abstand

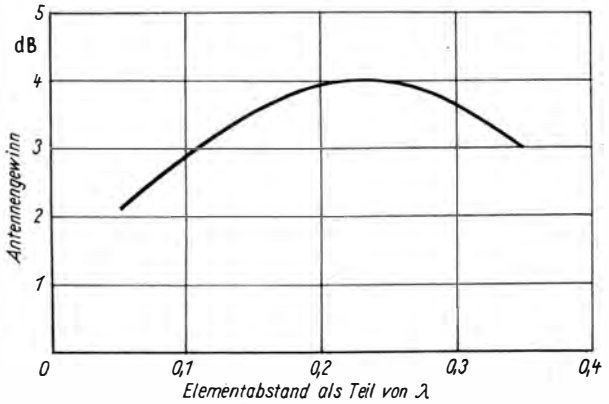


Bild 2.9 Praktisch erreichbarer Gewinn in Dezibel (dB) für einen Reflektor in Abhängigkeit vom Strahlerabstand

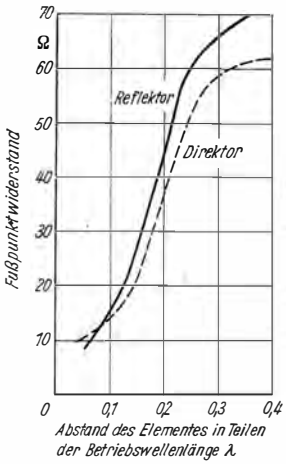


Bild 2.10
Widerstand im Speisepunkt eines Halbwellendipols mit Reflektor oder mit Direktor in Abhängigkeit vom Abstand des parasitären Elements

des Reflektors beeinflußt jedoch auch den Fußpunktwiderstand des gespeisten Elements; der Fußpunktwiderstand wird um so kleiner, je mehr man das parasitäre Element dem gespeisten Dipol nähert. Die Zusammenhänge zwischen Fußpunktwiderstand und Elementabstand werden in Bild 2.10 veranschaulicht. Dabei ist zu beachten, daß sich die angegebenen Fußpunktwiderstände auf den gestreckten Normaldipol beziehen. Verwendet man einen Faltdipol als gespeistes Element, so müssen die abgelesenen Werte mit vier multipliziert werden. Die mechanische Länge des Reflektors hängt ebenfalls vom Abstand zum gespeisten Element ab. Praktische Längenangaben sind deshalb nur im Zusammenhang mit dem Elementabstand sinnvoll. Grundsätzlich muß der Reflektor um so länger sein, je mehr er sich dem gespeisten Element nähert. In Bild 2.11 sind die Längenberechnungsformeln für den Reflektor in Abhängigkeit vom Reflektorabstand angegeben. Die Frequenzbandbreite wird durch den Reflektor ebenfalls verringert, und zwar um so mehr, je geringer man dessen Abstand vom gespeisten Element wählt. Es empfiehlt sich daher, bei Selbstbauantennen möglichst mit Reflektorabständen von 0,20 λ bis 0,30 λ zu arbeiten. Dadurch verändert sich der Fußpunktwiderstand des

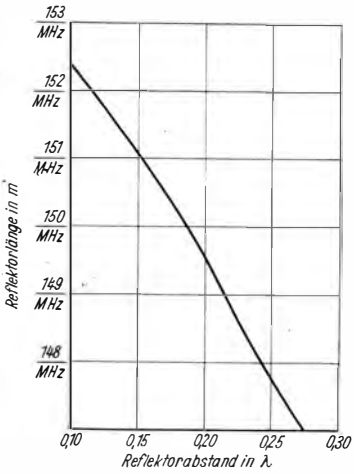


Bild 2.11
Reflektorlänge in Abhängigkeit vom Reflektorabstand

gespeisten Elements nur unwesentlich, und auf Grund der größeren Bandbreite wirken sich geringe Fehlbemessungen der Elementlängen kaum aus.

Durch den Reflektor erhält man weiterhin ein unidirektionales (nach einer Richtung wirkendes) Richtdiagramm der Antenne, d. h., bei dem bidirektionalen (nach zwei Richtungen wirksamen) Diagramm des einfachen Dipols (wie in Bild 2.4 dargestellt) wird die zweite Hauptkeule zur ersten reflektiert. Es entsteht eine verstärkte Hauptkeule, deren maximale Spannung um den Faktor 1,4 bis 1,8 größer ist als die eines einfachen Halbwellendipols. Daraus geht schon hervor, daß es sich um keine totale Reflektorwirkung handelt, sondern daß noch ein kleiner Strahlungsanteil „nach hinten" abgestrahlt bzw. „von hinten" empfangen wird. Das Verhältnis der Vorwärtsspannung zur Rückseitenspannung nennt man Vor/Rück-Verhältnis (VRV) oder kurz Rückdämpfung. Wie bei allen Spannungs- oder Leistungsverhältnissen der Antennentechnik wird auch die Rückdämpfung in Dezibel angegeben.

In größeren Antennensystemen, vorzugsweise bei Breitbandantennen, findet man gelegentlich mehrere Reflektorstäbe übereinander. Solche Mehrfachreflektoren sollen die Rückdämpfung über

einen großen Frequenzbereich verbessern. Die optimalen Längen der einzelnen Reflektoren und deren Abstände werden in Meßreihen ermittelt. Neben den abgestimmten parasitären Reflektoren finden auch noch abgestimmte gespeiste Reflektoren und — vorzugsweise im UHF-Bereich — unabgestimmte Reflektorwände (Flächenreflektoren) unterschiedlicher Formgebung Verwendung. Diese werden bei den entsprechenden Antennensystemen mit erläutert.

2.4.2. Direktoren

Parasitäre Elemente, die etwas kürzer als der gespeiste Dipol sind und sich parallel zu diesem in Richtung zum empfangenen Sender befinden, nennt man *Direktoren*. Wenn man sie auch als Wellenrichter bezeichnet, so kennzeichnet das ihre Wirkungsweise, die etwa der einer Sammellinse in der Optik entspricht.

Durch seine Eigenschaften und Einflüsse auf das gespeiste Element hat der Direktor sehr große Ähnlichkeit mit einem Reflektor. Fußpunktwiderstand, Antennengewinn, Bandbreite und optimale Länge des Direktors in Abhängigkeit vom Direktorabstand unterliegen den gleichen allgemeinen Regeln wie beim Reflektor. Das veranschaulicht Bild 2.10 für den Fußpunktwiderstand (gestrichelt eingezeichnet). Eine Richtantenne, die sich nur aus gespeistem Element und Direktor zusammensetzt, hat bei einem Abstand von 0,11 λ einen Maximalgewinn von 4,3 dB, er liegt somit höher als bei einem System, das aus Strahler und Reflektor besteht. Da jedoch die Einstellung auf maximalen Gewinn bei 0,11 λ Direktorabstand einen sehr niedrigen Fußpunktwiderstand verursacht (etwa 15 Ω, s. Bild 2.10) und der Gewinn bei größeren Direktorabständen rasch abfällt, werden 2-Element-Antennen in den Fernsehbereichen ausschließlich in der Ausführung Strahler mit Reflektor gebaut. In diesem Fall kann man bei einem Reflektorabstand von 0,22 λ noch einen Gewinn von maximal 4 dB erzielen und hat dabei den besonderen Vorzug, daß der Fußpunktwiderstand des gespeisten Dipols nahezu unverändert bleibt.

Höhere Gewinne bzw. größere Richtschärfen erzielt man durch

das Hinzufügen weiterer Direktoren. Die Anzahl der Direktoren ist theoretisch nicht begrenzt, und die Industrie stellt z. B. für den UHF-Bereich Fernsehantennen mit 30 und mehr Direktoren in einer Ebene her. Jedoch nicht nur die Anzahl der Direktorelemente, sondern vor allen Dingen deren gegenseitigen Abstände sind maßgebend für den Gewinn, die Bandbreite und die Richtkennlinie von Vielelementantennen. Die Länge der Direktoren wird im allgemeinen abgestuft, und zwar so, daß der dem gespeisten Element nächstliegende Direktor am längsten ist, alle folgenden Direktoren sind jeweils um einige Prozent gegenüber dem vorhergehenden verkürzt. Allgemein gültige Berechnungsformeln für Längen und Abstände von parasitären Elementen kann man nicht aufstellen, da eine ganze Reihe von variablen Faktoren zu berücksichtigen wäre. Solche Angaben sind nur für eine bestimmte Antenne möglich, deren optimale Abmessungen nicht durch Berechnung, sondern in Meßreihen ermittelt wurden.

2.5. *Yagi*-Antennen

Alle Halbwellendipole mit parasitärem Reflektor und einem oder mehreren strahlungsgekoppelten Direktoren bezeichnet man als *Yagi*-Antennen und kennzeichnet sie nach der Anzahl ihrer Elemente. Im allgemeinen besteht eine Richtantenne für den UKW-Bereich aus mindestens 3 Elementen, und zwar dem gespeisten Dipol, einem Reflektor und einem Direktor. Man spricht in diesem Fall von einer 3-Element-*Yagi*-Antenne. Bereits bei einer solchen kleinen *Yagi*-Antenne gibt es sehr viele Möglichkeiten, die Abstände Strahler — Reflektor und Strahler — Direktor zu variieren. Der Fußpunktwiderstand kann dabei bis auf Werte von etwa 10 Ω absinken, wenn die Abstände für besten Antennengewinn festgelegt werden. Dieses Absinken des Strahlungswiderstands hat eine Verringerung der nutzbaren Bandbreite der Antenne und erhöhte ohmsche Verluste (große Ströme!) zur Folge, sofern man nicht besonders dicke und gut leitfähige Elemente verwendet. Da bei extrem niedrigen Fußpunktwiderständen auch die Anpassung an eine Speiseleitung Schwierigkeiten bereitet, versucht

man, selbst unter Verzicht auf größtmöglichen Antennengewinn, den Widerstand im Speisepunkt groß zu halten.

Man kann für alle *Yagi*-Antennen nachstehende Regeln aufstellen:

— Im UKW-Bereich ist der Reflektor gewöhnlich um 6% länger als das gespeiste Element, während der Direktor um 5% kürzer als der Strahler bemessen wird. Weitere Direktoren sind jeweils um 1% kürzer als der vorhergehende. Diese Regel ist jedoch nur unter bestimmten Voraussetzungen exakt und läßt sich nicht verallgemeinern.

— Gestaffelte Direktorlängen sind günstig in bezug auf die Unterdrückung von Nebenmaxima des Richtdiagramms. Hauptsächlich bei Lang-*Yagi*-Antennen findet man auch eine gleichbleibende Länge für alle Direktoren. Dadurch erhöht sich die Frequenzbandbreite des Systems nur gering, ohne daß der Gewinn geschmälert wird.

— Maßgebend für den erzielbaren Gewinn einer *Yagi*-Antenne ist ihre relative Längenausdehnung, d. h. die geometrische Länge vom Reflektor bis zum äußersten Direktor (also die Länge des Elementträgers) im Verhältnis zur Wellenlänge.

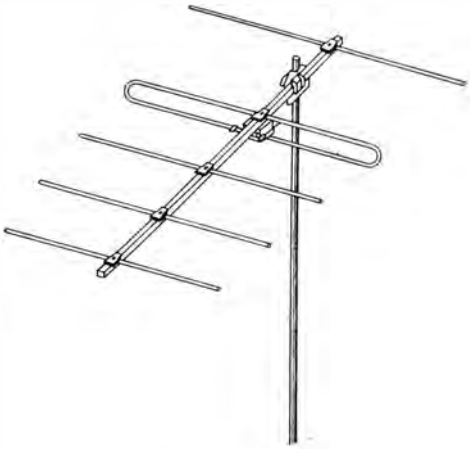


Bild 2.12 5-Element-*Yagi*-Antenne

Der Gewinn bei gleicher relativer Antennenlänge bleibt konstant, gleichgültig wie groß der Abstand der einzelnen Direktoren gewählt wird. Dieser Grundsatz gilt jedoch nur für Direktorabstände bis etwa 0,4 λ. Wird der Abstand größer, dann tritt eine rapide Verringerung des Gewinns ein. Bereits bei 0,3 λ Direktorabstand fällt der Gewinn ab. Dieser Abfall kann jedoch noch ausgeglichen werden, indem man den 1. Direktor nur etwa 0,1 λ vom Strahler entfernt anbringt (sog. Startelement). Dadurch wird die Kopplung zwischen dem Strahler und den Direktoren wieder ausreichend fest (Beispiel: Lang-*Yagi*-Antennen). Bild 2.12 zeigt als Beispiel eine *Yagi*-Antenne mit 5 Elementen.

2.5.1. *Yagi*-Antennen für den Selbstbau

Eine größere *Yagi*-Antenne zu entwickeln ist schwierig, da dazu einige hochwertige Meßeinrichtungen erforderlich sind und zeitraubende Versuche durchgeführt werden müssen. Dagegen lassen sich Antennen nach erprobten Maßangaben einfach aufbauen, sofern man über einige handwerkliche Fähigkeiten und über das erforderliche Baumaterial verfügt. Es ist dabei jedoch zu beachten, daß Fernsehantennenanlagen an Bauwerken und über der Dachhaut nur von Fachleuten errichtet werden sollen, da eine Reihe von Anordnungen und Bestimmungen technischer Art zu beachten sind. Auf diese wird in *Praxis der Fernsehantennen*, Teil II, eingegangen. Antennen, die ohne die erforderliche Sachkenntnis errichtet wurden, gefährden die Sicherheit der Mitbewohner und der Straßenpassanten und können umfangreiche Blitzschäden verursachen. Auch bei den Montagearbeiten treten immer wieder schwere Unfälle auf, die fast ausschließlich auf Unkenntnis oder Nichtbeachtung der Sicherheitsvorschriften zurückzuführen sind. Nur der Fachmann ist mit den erforderlichen Arbeitsschutzmitteln (Sicherheitsgurten, Sicherheitsleinen usw.) ausgerüstet und mit den möglichen Gefahren vertraut. Er sollte deshalb immer bei der Errichtung von Fernsehantennen hinzugezogen werden.
Die nachstehend beschriebenen Antennen führt man in Ganzmetallbauweise aus, d. h., alle Elemente können in ihrer geome-

trischen Mitte x mit dem Elementeträger metallisch verbunden und geerdet werden. Zur Herstellung der Elemente sind Metallrohre oder Vollmaterial zu verwenden. Da sich die Hochfrequenz nur auf der Leiteroberfläche fortpflanzt (Skineffekt), ist es elektrisch betrachtet völlig gleichgültig, ob man Rohr oder Vollmaterial einsetzt. Nicht nur Rundmaterial, sondern auch alle anderen Profile sind brauchbar.

Das beste Leitermaterial ist Reinaluminium, denn es ist leicht und hat eine sehr gute Leitfähigkeit. Außerdem überzieht es sich unter dem Einfluß der Witterung mit einer dünnen, hochisolierenden Oxidschicht, die das Material vor weiterer Korrosion zuverlässig schützt und die Oberflächenleitfähigkeit nicht beeinträchtigt. Diese Oxidschicht wird von der Antennenindustrie oft durch Eloxieren oder mit Hilfe anderer Verfahren hergestellt, Kupferrohre müssen durch einen Lacküberzug oder durch Versilbern unbedingt vor Verwitterung geschützt werden, da sich andernfalls eine Oxidschicht mit Halbleitereigenschaften bildet, die die Oberflächenleitfähigkeit für Hochfrequenz stark herabsetzt. Messing (bedingt auch Stahl) ist zur Herstellung der Elemente geeignet, wenn man die Oberfläche durch einen dauerhaften Lacküberzug vor Witterungseinflüssen schützt. Die Verschlechterung der Antenneneigenschaften als Folge der geringeren Leitfähigkeit dieser und anderer Metalle ist wohl meßtechnisch nachweisbar, wirkt sich aber kaum aus. Der findige Bastler wird keine Schwierigkeiten bei der Beschaffung des Baumaterials haben, denn wer mit offenen Augen die Bestände des Handels oder des Handwerks mustert, wird immer Metallteile finden, die sich zum Bau von Antennen verwenden lassen.

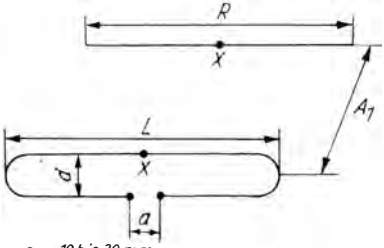
Tabelle 2.2. 2-Element-Antenne

Kenndaten: Antennengewinn 3,7 dB, Rückdämpfung etwa 8 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 75°, Öffnungswinkel vertikal etwa 140°, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 bis 300 Ω symmetrisch. Die Durchmesser der Elemente betragen im Band I und Band II (UKW-Rundfunk) 15 mm ± 20 %, im Band III 10 mm ± 30 %

	Band I Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4	Band II (87,5 ... 104 MHz)
Länge L des Strahlers	2673	2348	2093	1410
Länge R des Reflektors	2990	2626	2341	1577
Abstand A_1	1842	1617	1442	971
Band III	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8
Länge L des Strahlers	687	662	637	615
Länge R des Reflektors	885	851	820	791
Abstand A_1	406	390	376	363
Band III	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L des Strahlers	594	574	556	539
Länge R des Reflektors	764	739	715	693
Abstand A_1	350	339	328	318

(alle Angaben in mm)

Im Band III umfaßt die Bandbreite dieser Antenne mindestens 3 benachbarte Kanäle, so daß z. B. eine für den Kanal 9 bemessene Antenne auch noch die Kanäle 8 und 10 ohne Minderung der Eigenschaften empfängt.



a = 10 bis 30 mm
d = 100 mm im Band I, 50 bis 80 mm im Band III
X = Erdungs- und Befestigungspunkte

Tabelle 2.3. 4-Element-Breitband-*Yagi*-Antenne

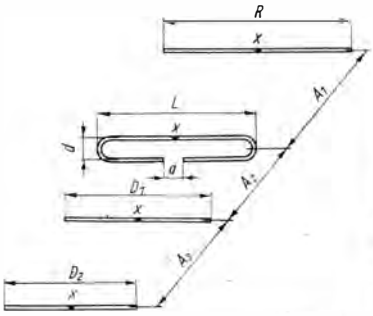
Kenndaten: Antennengewinn 6 dB, Rückdämpfung 14 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 65°, Öffnungswinkel vertikal etwa 95°, relative Antennenlänge 0,6 λ, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch.

Die Durchmesser der Elemente betragen im Band I und Band II (UKW-Rundfunk) 15 mm ± 30 %, im Band III 11 mm ± 30 %.

	Band I		Band II	Band III	
	Kanal 2 bis 3	Kanal 3 bis 4	87,5 ... 104 MHz	Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 12
Länge L des Strahlers	2705	2430	1560	820	720
Länge R des Reflektors	3150	2840	1824	960	845
Direktorlängen					
D_1	2180	1960	1259	660	580
D_2	2145	1920	1233	650	570
Elementabstände					
A_1	1435	1280	822	430	380
A_2	380	340	218	116	102
A_3	1155	1040	668	355	315

(alle Angaben in mm)

Die Ausführung für Kanal 9 bis 12 kann bei Bedarf auch für den Empfang der Kanäle 5 bis 8 eingesetzt werden, wobei ein stetiger Gewinnrückgang bis etwa 4,5 dB bei Kanal 5 auftritt.



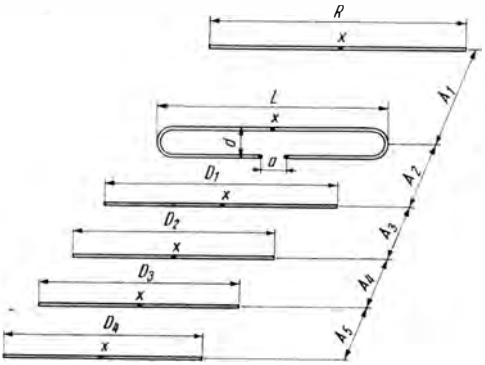
a = 10 bis 20 mm
d = 100 mm im Band I, 50 bis 80 mm im Band III
x = Erdungs- und Befestigungspunkte

Tabelle 2.4. 6-Element-Breitband-*Yagi*-Antenne

Kenndaten: Antennengewinn 8 dB, Rückdämpfung 15 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 55°, Öffnungswinkel vertikal etwa 73°, relative Antennenlänge 0,9 λ, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch.
Der Durchmesser aller Elemente beträgt 11 mm ± 30%.

	Band III Kanal 5 bis 8	Kanal 6 bis 10	Kanal 9 bis 12
Länge L des Strahlers	772	721	678
Länge R des Reflektors	925	866	812
Direktorlängen			
D_1	658	616	580
D_2	666	623	584
D_3	654	613	576
D_4	643	602	566
Elementabstände			
A_1	423	396	372
A_2	103	96	90
A_3	342	310	300
A_4	298	280	262
A_5	326	305	286

(alle Angaben in mm)



a = 10 bis 20 mm
d = 50 bis 80 mm
x = Erdungs- und Befestigungspunkte

Tabelle 2.5. 9-Element-*Yagi*-Antenne

Kenndaten: Antennengewinn 11 dB, Rückdämpfung etwa 18 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 40°, Öffnungswinkel vertikal etwa 50°, relative Antennenlänge 1,6 λ (Lang-*Yagi*-Typ), Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240Ω symmetrisch, Elementdurchmesser 10 mm, Durchmesser des Elementeträgers 20 bis 25 mm.

Band III	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L des Strahlers	762	734	707	682	661	637	613	597
Länge R des Reflektors	943	908	875	843	815	788	763	753
Direktorlängen								
D_1	689	663	639	616	595	575	557	539
D_2	678	652	628	606	585	566	548	531
D_3	672	647	623	601	580	561	543	526
D_4	661	636	612	591	571	552	534	518
D_5	650	625	602	581	561	542	525	509
D_6	638	614	590	571	551	533	516	500
D_7	627	603	581	561	542	523	507	491
Elementabstände								
A_1	345	332	319	308	298	288	279	270
A_2	291	280	270	260	251	243	235	228
A_3	427	410	395	381	368	356	345	334
A_4	331	318	307	296	286	276	268	260
A_5	331	318	307	296	286	276	268	260
A_6	331	318	307	296	286	276	268	260
A_7	331	318	307	296	286	276	268	260
A_8	331	318	307	296	286	276	268	260

(alle Angaben in mm)

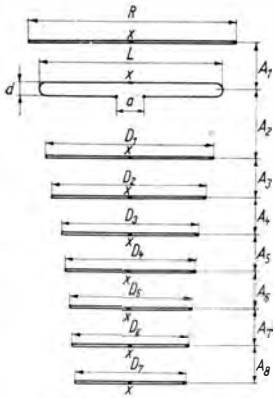
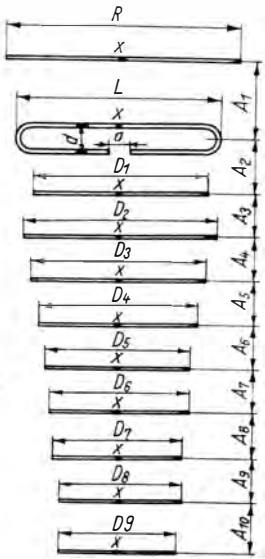


Tabelle 2.6. 11-Element-Breitband-*Yagi*-Antenne

Kenndaten: Antennengewinn 10,5 dB, Rückdämpfung 21 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 43 °, Öffnungswinkel vertikal etwa 51 °, relative Antennenlänge 2 λ (Lang-*Yagi*-Typ), Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch.
Kanalgruppenantenne, deren Daten und Eigenschaften über den Bereich der angegebenen Kanäle praktisch konstant sind. Die Ausführung für Kanal 9 bis 12 kann bei Bedarf auch für den Empfang der Kanäle 5 bis 8 eingesetzt werden, wobei mit einem stetigen Gewinnrückgang bis auf etwa 8 dB im Kanal 5 gerechnet werden muß.
Der Durchmesser aller Elemente beträgt 11 mm $\pm$ 30 %.

		Band III Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 12
Länge L des Strahlers		770	675
Länge R des Reflektors		925	815
Direktorlängen	D_1	658	580
	D_2	665	586
	D_3	659	578
	D_4	642	566
	D_5	618	543
	D_6	596	524
	D_7	575	504
	D_8	553	486
	D_9	553	486
Elementabstände	A_1	420	375
	A_2	103	91
	A_3	340	300
	A_4	296	260
	A_5 bis A_{10}	324	285

(alle Angaben in mm)



a = 10 bis 20 mm
d = 50 bis 80 mm
x = Erdungs- und Befestigungspunkte

Tabelle 2.7. 20-Element-Breitband-*Yagi*-Antenne

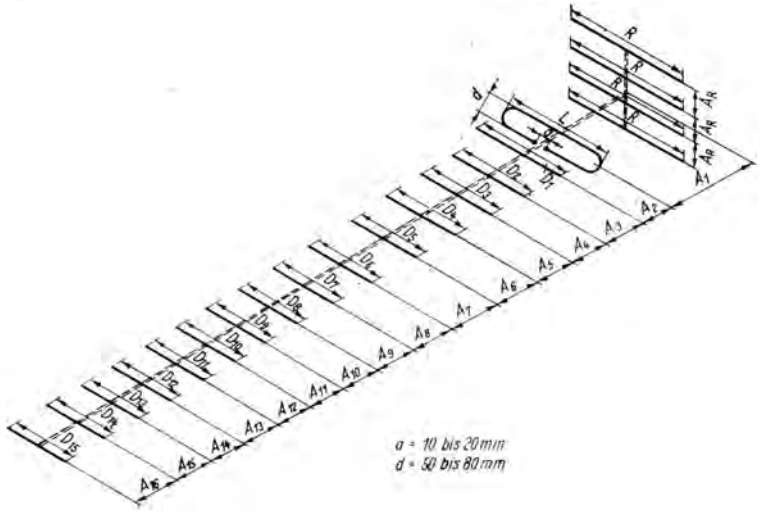
Kenndaten: Antennengewinn 15 dB, Rückdämpfung 27 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 26°, Öffnungswinkel vertikal etwa 27°, relative Antennenlänge 4 λ (Lang-*Yagi*-Typ), gute Rückdämpfung durch gestockten Mehrfachreflektor, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch.

Kanalgruppenantenne, deren Daten und Eigenschaften über den Bereich der angegebenen Kanäle praktisch konstant sind. Die Ausführung für Kanal 9 bis 12 kann bei Bedarf auch für den Empfang der Kanäle 5 bis 8 eingesetzt werden, wobei mit einem stetigen Gewinnrückgang bis auf etwa 12 dB im Kanal 5 gerechnet werden muß.

Der Durchmesser aller Elemente beträgt 10 mm ± 20 %.

		Band III Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 10
Länge des Strahlers		844	743
Länge R der Reflektoren		1055	928
Direktorlängen	D_1	642	564
	D_2	621	547
	D_3	609	535
	D_4 dis D_7	604	530
	D_8 bis D_{15}	590	520
Abstände	A_1	232	204
	A_R	226	199
	A_2	112	98
	A_3	136	120
	A_4	445	395
	A_5 bis A_{16}	422	372

(alle Angaben in mm)


a = 10 bis 20 mm
d = 50 bis 80 mm

2.6. *HB9CV*-Antenne

Bei der *Yagi*-Antenne werden die Sekundärelemente (Reflektoren und Direktoren) durch reine Strahlungskopplung erregt. Einen etwas besseren Wirkungsgrad erhält man, wenn Strahler und Reflektoren direkt, aber mit der erforderlichen Phasenverschiebung gespeist werden. Es hat sich erwiesen, daß ein Halbwellendipol mit gespeistem Reflektor einem im Aufwand vergleichbaren 2-Element-Richtstrahler mit parasitärem Reflektor hinsichtlich des Antennengewinns überlegen ist. Darum kann man durch eine kurze Verbindungsleitung zwischen Strahler und Reflektor eine beträchtliche Verbesserung der Antenneneigenschaften erzielen. Die ausgereifte Bauform eines Richtstrahlers mit gespeistem Reflektor stellt die von dem Schweizer Funkamateur *R. Baumgartner* entwickelte *HB9CV*-Antenne dar, die auch unter dem Namen *Schweizer Antenne* bekannt geworden ist.

Bild 2.13 zeigt eine *HB9CV*-Antenne. Es handelt sich um zwei ungleich lange Dipole, die im Abstand von $\lambda/8$ parallel zueinander angeordnet sind. Beide Dipole werden gespeist; sie sind außerdem durch Strahlung miteinander gekoppelt. Bei dem gewählten Abstand von $\lambda/8$ kommt die beste einseitige Richtwirkung zustande, wenn die Phase des hinteren Elements der des vorderen Elements

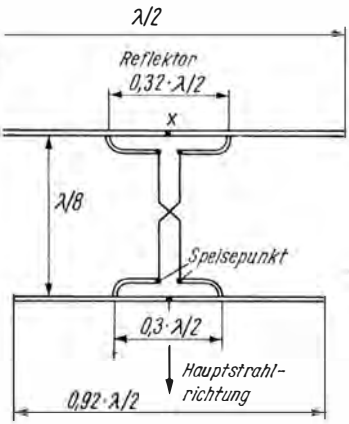


Bild 2.13
HB9CV-Antenne

um 225° nacheilt. Bei der *Schweizer Antenne* stellt man durch Überkreuzen der Phasenleitung eine Phasenverschiebung von 180° her. Die Laufzeit vom Speisepunkt über die Verbindungsleitung ergibt eine zusätzliche Phasenverschiebung von 45°, so daß die geforderte Phasendifferenz von 225° durch die Konstruktion der Phasenleitung hergestellt wird. Gleichzeitig muß aber auch die Strahlungskopplung zwischen beiden Elementen die gleiche Phasendifferenz von 225° erzeugen, da andernfalls die Strahlungskopplung der direkten Speisung entgegenwirkt. Das geschieht, indem man das vordere Element verkürzt (Direktorwirkung) und das hintere Element verlängert (Reflektorwirkung). Die Elementlängen sind außerdem so bemessen, daß sich die induktive Blindkomponente des Reflektors und die kapazitive des Direktors im Speisepunkt gerade kompensieren. Beide Ele-

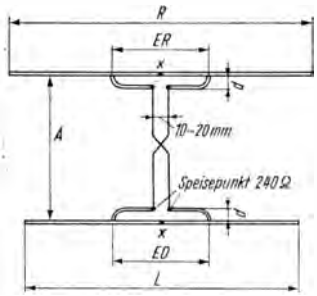
Tabelle 2.8. *HB9CV*-**Antenne** *(Schweizer Antenne)*

Kenndaten: Antennengewinn 5 dB, Rückdämpfung etwa 15 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 75°, Öffnungswinkel vertikal etwa 110°, relative Antennenlänge 0,125 λ, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch, Elementdurchmesser 4 mm bis 8 mm.

	Band I Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Länge L	2760	2460	2210
Länge R	3000	2680	2400
Abstand ED	900	804	720
Abstand ER	960	858	768
Abstand A	750	670	600
Abstand d	30	30	30

	Band III Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L	784	754	727	696	672	653	635	616
Länge R	852	820	790	760	730	710	690	670
Abstand ED	256	246	237	228	219	213	207	201
Abstand ER	273	262	253	243	234	227	221	215
Abstand A	213	205	198	190	180	175	171	168
Abstand d	10	10	10	10	10	10	10	10

(alle Angaben in mm)



x = Erdungs- und Befestigungspunkte

mente werden durch T-Anpassungen erregt, die über die Phasenleitung miteinander verbunden sind. Mit den T-Gliedern wird auf den Elementen eine der Speiseleitung entsprechende Impedanz abgegriffen. Der Leiterabstand der Phasenleitung ist unkritisch und kann 10 mm bis 20 mm betragen. Zur Herstellung der Phasenleitung können beliebige blanke oder besser PVC-isolierte Drähte verwendet werden. Die *HB9CV*-Antenne hat bei nur halbem Aufwand die Verstärkungseigenschaften einer 3-Element-*Yagi*-Antenne mit engen Elementabständen und benötigt außerdem einen wesentlich geringeren Platz. Es lohnt sich durchaus, wenn man 2 oder mehrere *Schweizer Antennen* vertikal übereinanderstockt. In Abschnitt 2.9. werden die dabei auftretenden Speisungsprobleme erläutert.
In Tabelle 2.8. sind die Abmessungen von *HB9CV*-Antennen für alle Fernsehkanäle der Bänder I und III angegeben.

2.7. Cubical Quad

Eine Richtantenne, die im Kurzwellenbereich geradezu Berühmtheit erlangt hat, ist das Cubical Quad. Sie hat eine Reihe von Vorzügen, die ihren Einsatz als Selbstbau-Fernsehantenne rechtfertigen. Zum Bau eines Cubical Quad werden nur dünne Drähte oder Litzen benötigt. Es gibt deshalb keine Schwierigkeiten bei der Materialbeschaffung, und die Kosten dieser Antenne sind

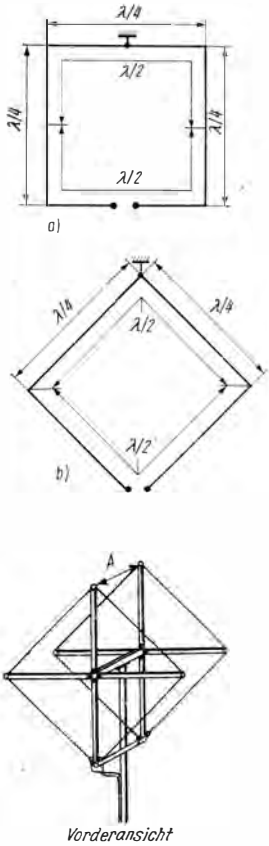


Bild 2.14
Cubical Quad, gespeistes Element (a) und (b), Konstruktionsvorschlag (c)

äußerst gering. Ein Quad-Element besteht aus einem Drahtviereck mit einer Seitenlänge von $\lambda/4$ und einem Gesamtumfang von 1 λ (Bild 2.14). Dieses Drahtviereck bildet bereits eine gestockte Antenne, da man es als die Zusammenschaltung zweier Halbwellendipole in ungefähr $^1/_4\,\lambda$ Abstand übereinander betrachten kann. Es ist für die Wirkungsweise gleichgültig, ob dieses Viereck auf einer Seite (Bild 2.14a) oder auf der Spitze steht

(Bild 2.14b). Wichtig ist lediglich, daß für horizontale Polarisation der Speisepunkt in der Mitte einer waagerechten Seite (Bild 2.14a) bzw. an der unteren oder oberen Spitze (Bild 2.14b) liegen muß. Sinngemäß erhält man vertikale Polarisation, wenn in der Mitte einer senkrechten Seite bzw. an der linken oder rechten Spitze eingespeist wird. Entsprechend der Stromverteilung auf dem Viereck liegt das Spannungsminimum immer genau gegenüber dem Speisepunkt. Dort darf das System geerdet werden, so daß man auch diese Antenne in Ganzmetallbauweise herstellen könnte. Es hat sich jedoch als günstiger erwiesen, wenn der „Erdpunkt" nicht geerdet wird, weil man dann die Antenne ohne Symmetriewandler direkt mit einem Koaxialkabel speisen kann.

Tabelle 2.9. Cubical Quad

Kenndaten: Antennengewinn etwa 5 dB, Rückdämpfung 13 dB, Öffnungswinkel horizontal und vertikal etwa 85°, Speisepunkt 60 bis 85 Ω symmetrisch, Leiterdurchmesser beliebig. Polarisation: horizontal = a und b, vertikal = c und d.

	Band I							
	Kanal 2			Kanal 3			Kanal 4	
Länge L	1523			1338			1193	
Länge R	1670			1465			1304	
Abstand A								
0,08 λ	490			429			382	
0,10 λ	613			536			477	
0,15 λ	920			804			715	
0,20 λ	1226			1072			954	
	Band III							
	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L	430	414	400	385	372	360	348	337
Länge R	472	454	437	422	407	394	381	369
Abstand A								
0,08 λ	137	131	126	122	118	114	111	107
0,10 λ	171	164	158	153	147	142	138	133
0,15 λ	256	246	237	229	220	213	207	200
0,20 λ	342	328	316	306	294	284	276	266

(alle Angaben in mm)

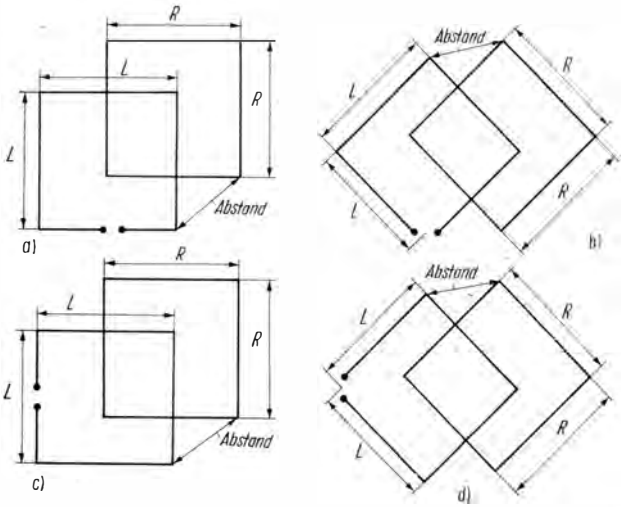


Bild 2.14c zeigt einen Konstruktionsvorschlag. Das Tragegerüst besteht aus Holzstäben.

Das einfache Drahtviereck hat gegenüber einem Normaldipol bereits einen Gewinn von 1 dB bei einem Fußpunktwiderstand von etwa 120 Ω. Das Empfangsmaximum tritt auf, wenn das Viereck mit seiner Breitseite zum Sender zeigt. Es ist in dieser Form nach 2 gegenüberliegenden Seiten wirksam. Eine einseitige Richtcharakteristik aus der Breitseite bei gleichzeitiger Erhöhung des Gewinns ergibt sich, wenn man das einfache Viereck durch einen parasitären Reflektor zu einem Cubical Quad erweitert. Dieser Reflektor ist ebenfalls ein Drahtviereck und befindet sich 0,08 λ bis 0,22 λ vom gespeisten Element entfernt. Bei einem Reflektorabstand von 0,08 λ beträgt der Speisepunktwiderstand etwa 70 Ω symmetrisch bei einem Gewinn von 4,5 dB. Vergrößert man den Reflektorabstand auf 0,2 λ, so steigt der Gewinn auf etwa 5 dB bei gleichzeitiger Erhöhung des Fußpunktwiderstands an.

In Tabelle 2.9. sind die Resonanzlängen des gespeisten Elements L und des Reflektors R für alle Kanäle der Fernsehbänder I und III

aufgeführt. Es werden die Reflektorabstände für 0,08 λ, 0,10 λ, 0,15 λ und 0,20 λ angegeben. Die Quadrate können sowohl auf der Breitseite als auch auf der Spitze stehen, sie sind in der Wirkungsweise identisch. Bei der Einspeisung nach a und b ist das System horizontal polarisiert, c und d zeigt die gleichen Strahler mit vertikaler Polarisation. Der Fußpunktwiderstand liegt im Bereich von 60 bis 85 Ω symmetrisch und schwankt in Abhängigkeit vom Reflektorabstand.

2.7.1. Hybrid-Doppelquad-Antenne

Die von *D. Roggensack* entwickelte Hybrid-Doppelquad-Antenne ist in Bild 2.15 dargestellt. Das gespeiste Element bildet eine Doppelquad-Schleife, bei der 2 auf ihrer Spitze stehende Drahtquadrate der Seitenlängen L übereinandergestockt sind. Der Speisepunkt X-X liegt dabei in der Mitte des Systems an der Verbindungsstelle beider Schleifen und hat eine Impedanz von 60 bis 75 Ω symmetrisch. Auf Reflektorschleifen wird verzichtet; sie werden durch 3 abgestimmte Reflektorstäbe ersetzt, deren Abstände A_1 und A_{RR} kritisch sind. Der mittlere Reflektorstab ist genau in Höhe des Speisepunkts X-X im Abstand A_1 (0,13 λ) angeordnet.

Für die Anfertigung der Doppelquad-Schleife eignen sich Kupferdrähte oder -litzen mit einem Durchmesser von etwa 2 mm (nicht kritisch). Aluminiumdrähte sind ebenfalls brauchbar. Der Tragemast kann aus Holz oder aus Metall bestehen; im letzteren Fall sollen die Quadspitzen an den Punkten A durch Kunststoffklötze vom Metallmast isoliert werden. Als Spreizen B, die die Drahtquadrate abstützen, sind Gardinenstangen aus glasfaserverstärktem Polyesterharz besonders gut geeignet. Sie können entfallen, wenn die Drähte genügend eigenstabil sind. Der Durchmesser der Reflektorstäbe kann im Band I/II etwa 15 mm betragen, für Band III reichen 8 bis 10 mm aus.

Obwohl der Speisepunkt X-X erdsymmetrisch ist, darf die Antenne direkt über ein unsymmetrisches 60- bis 75-Ω-Koaxialkabel gespeist werden, ohne daß sich dabei ihre guten Eigenschaften mindern.

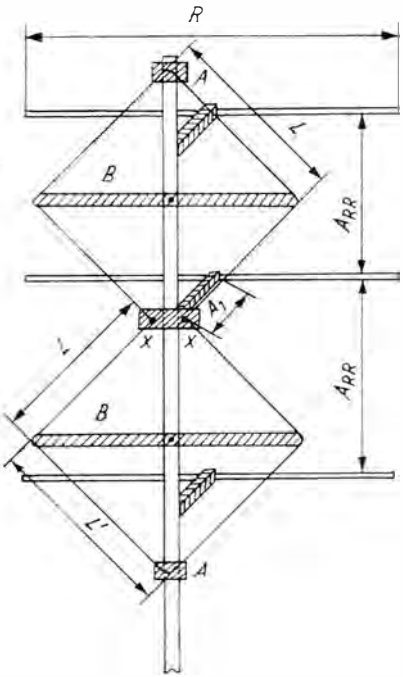


Bild 2.15
Aufbauschema der Hybrid-Doppelquad-Antenne

In Bild 2.15 ist die Antenne mit Horizontalpolarisation dargestellt; Vertikalpolarisation wird erreicht, wenn man sie um 90° axial verdreht, so daß die Reflektorstäbe senkrecht stehen.
Die Hybrid-Doppelquad ist eine gestockte Antenne, die sich durch das Fehlen von verlustbehafteten Verbindungsleitungen und Transformationsgliedern auszeichnet. Sie ist einfach im Aufbau und hat keine korrosionsgefährdeten Löt- oder Klemmverbindungen. Wie aus den Kenndaten in Tabelle 2.10. hervorgeht, werden bei relativ geringem Aufwand sehr gute elektrische Eigenschaften erreicht.

Tabelle 2.10. Die Hybrid-Doppelquad-Antenne

Kenndaten: Antennengewinn etwa 9 dB, Rückdämpfung 25 dB, Öffnungswinkel horizontal 67°, Öffnungswinkel vertikal 54°, Speisepunkt 60 bis 75 Ω symmetrisch. Bemessungsschema nach Bild 2.15.

	Band I/II Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4	87,5 ... 104 MHz
Quad-Seitenlänge L	1493	1311	1169	790
Reflektorlänge R	3015	2648	2360	1594
Reflektorabstand A_1	790	693	618	418
Abstände A_{RR}	1464	1286	1147	774
	Band III Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8
Quad-Seitenlänge L	425	409	394	380
Reflektorlänge R	858	825	795	767
Reflektorabstand A_1	225	216	208	201
Abstände A_{RR}	417	401	386	373
	Band III Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Quad-Seitenlänge L	367	355	344	333
Reflektorlänge R	741	716	694	672
Reflektorabstand A_1	194	188	182	176
Abstände A_{RR}	360	348	337	326

(alle Angaben in mm)

2.8. Gruppenantennen

Im Fernsehband III konnten neben den *Yagi*-Antennen auch die Gruppenstrahler Bedeutung erlangen. Gruppenantennen sind Kombinationen von Ganzwellendipolen, die vor Reflektoren — seltener auch vor Reflektorwänden — angeordnet werden. Man bezeichnet sie auch als Phasenantennen. Sie werden vorwiegend dann angewendet, wenn keine Reflexionen des zu empfangenden Signals auftreten können und keine scharfe Bündelung in der Horizontalebene erforderlich ist. Einen Ganzwellendipol mit seiner Strom- und Spannungsverteilung zeigt Bild 2.16. Er besteht aus 2 Halbwellenstücken, die in einer Zeile (kolinear) ange-

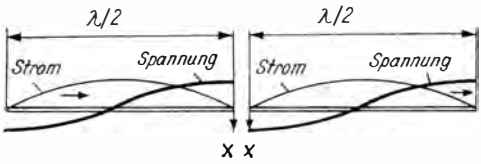


Bild 2.16 Ganzwellendipol

ordnet sind und im Spannungsbauch gleichphasig erregt werden. Deshalb bezeichnet man diesen auch als spannungsgespeisten Dipol. Der Fußpunktwiderstand eines Ganzwellendipols ist verhältnismäßig groß, er liegt im Bereich von 500 bis 5000 Ω. Da im Speisepunkt Spannungsmaximum herrscht, muß besonders auf gute Isolation geachtet werden.

Der Fußpunktwiderstand und die Bandbreite sind mehr als beim Halbwellendipol vom Verhältnis Wellenlänge zu Elementdurchmesser (λ/d) abhängig. Dabei ist die Bandbreite stets größer als die eines λ/2-Dipols gleichen Schlankheitsgrads. Auch der Verkürzungsfaktor V des Ganzwellendipols unterscheidet sich von dem des Halbwellendipols.

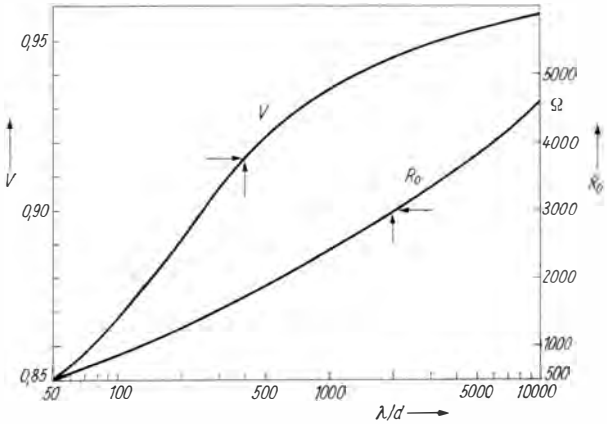


Bild 2.17 Fußpunktwiderstand R_0 und Verkürzungsfaktor V beim Ganzwellendipol in Abhängigkeit vom Wellenlängen-/Durchmesser-Verhältnis λ/d

Aus den Kurven in Bild 2.17 können in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad die Verkürzungsfaktoren V und die zu erwartenden Fußpunktwiderstände R_0 von Ganzwellendipolen abgelesen werden. Der gegenseitige Abstand der beiden Dipolhälften im Speisepunkt hat ebenfalls Einfluß auf den Fußpunktwiderstand. Die aus den Kurven zu ersehenden Werte für R_0 sind hinreichend genau, wenn der Abstand XX gleich dem Elementdurchmesser d ist.

Infolge einer größeren räumlichen Ausdehnung ist der Ganzwellendipol etwas wirksamer als der Halbwellendipol; es kann mit einem Antennengewinn von 1,8 dB gerechnet werden. Stockt man zwei Ganzwellendipole im Abstand von $\geqq \lambda/2$ übereinander und speist diese mit gleicher Phasenlage, so erhält man bereits die einfachste Gruppenantenne mit einem Gewinn von 4,8 dB (Bild 2.18). Versieht man die Ganzwellendipole außerdem noch mit Reflektoren, so läßt sich der Gewinn um weitere 3 dB auf 7,8 dB steigern. Es fällt auf, daß die Verbindungsleitung zwischen beiden Ebenen überkreuzt ist. Ohne auf die Leitungstheorie näher einzugehen, muß hierzu gesagt werden, daß eine Halbwellenleitung eine Phasendrehung von 180° verursacht. Da aber beide Ebenen gleichphasig erregt werden müssen, gleicht man die Phasenverschiebung aus, indem die Verbindungsleitung ebenfalls um 180° verdreht wird.

Gruppenantennen sind ausgesprochen breitbandig und eignen sich deshalb für den Empfang mehrerer Kanäle im Band III. Aus einer Vielzahl der Möglichkeiten, Gruppenantennen aufzubauen, wurde in Tabelle 2.11. eine 12-Element-Gruppenantenne ausge-

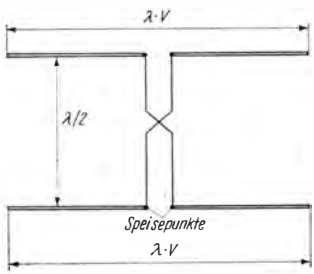


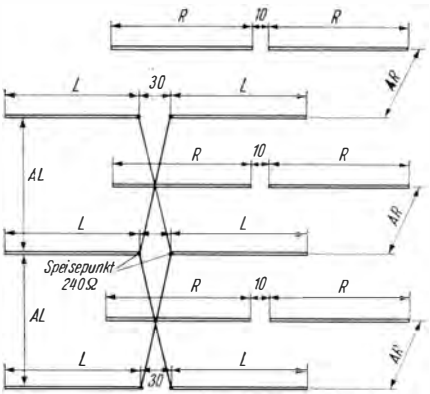
Bild 2.18
Einfachste Gruppenantenne (4 Elemente)

Tabelle 2.11. 12-Element-Gruppenantenne

Kenndaten: Antennengewinn 9,5 dB, Rückdämpfung etwa 14 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 60°, Öffnungswinkel vertikal etwa 50°, Elementdurchmesser 10 mm, Durchmesser der Verbindungsleitungen 3 mm bis 6 mm, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch.

	Band III	
	Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 12
Länge L der Strahler	708	620
Länge R der Reflektoren	800	700
Etagenabstand AL	790	685
Abstand AR der Reflektoren	242	210

(alle Angaben in mm)



wählt, die für die Kanalgruppen 5 bis 8 bzw. 9 bis 12 dimensioniert werden kann. Neben den unbestreitbar großen Vorzügen, die Gruppenantennen in elektrischer Hinsicht bieten, muß man jedoch auch einige beachtenswerte mechanische Schwierigkeiten erwähnen: Eine Ganzmetallbauweise wie bei der *Yagi*-Antenne ist nicht durchführbar. Die Elementhälften müssen in ihren Spannungsminima $\lambda/4$ von den Enden entfernt gehalten werden, aber selbst dort sollen die Elemente von ihren Trägern isoliert sein. Zudem bieten Gruppenantennen dem Wind immer eine große Angriffsfläche und verlangen deshalb eine besonders stabile

Konstruktion. Ferner läßt sich durch die verhältnismäßig vielen Löt- oder Klemmverbindungen eine hinreichende Korrosionsbeständigkeit nur schwer erreichen.

2.9. Gestockte *Yagi*-Antennen

Die Vorzüge der flachen Abstrahlung (kleiner vertikaler Öffnungswinkel) einer Gruppenantenne kann man auch jeder *Yagi*-Antenne verleihen, indem man zwei oder mehrere *Yagi*-Ebenen vertikal übereinanderstockt (Bild 2.19). Der einfache mechanische Aufbau einer *Yagi*-Antenne in Ganzmetallbauweise wird dabei mit der Flachstrahlung einer Gruppenantenne zu einer leistungsfähigen und wirtschaftlichen Kombination vereinigt. Die gestockte *Yagi*-Antenne benötigt im Gegensatz zur Gruppenantenne nur einen einzigen senkrechten Tragemast, an dem die einzelnen *Yagi*-Ebenen befestigt werden. Es sind außerdem keinerlei Isolatoren erforderlich.

Ordnet man 2 oder mehr gleichartige Einebenenantennen etagenförmig übereinander an, so tritt bei horizontal polarisierten Antennen ein Bündelung in der Vertikalebene ein. Der horizontale Öffnungswinkel wird durch die Stockung nicht beeinflußt. Be-

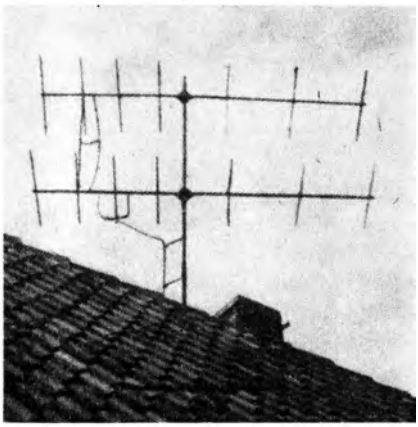


Bild 2.19
Zweifach gestockte *Yagi*-Antenne von *DL 6 EK*

sonders zu empfehlen sind gestockte Antennen an Empfangsorten mit hohem lokalem Störpegel. Durch den kleinen vertikalen Öffnungswinkel werden alle von unten einfallenden Störstrahlungen, wie Zündfunkenstörungen und Störungen durch sonstige elektrische Geräte, von der Antenne nicht oder zumindest stark geschwächt aufgenommen. Der durch die vertikale Bündelung erzielte Antennengewinn hängt in erster Linie von der Anzahl der Etagen ab und wird auch noch vom Abstand zwischen den Antennenebenen (Etagenabstand) beeinflußt. Obwohl der für den Gewinn optimale Abstand bei 2 Antennenebenen mit kurzen *Yagi*-Antennen rund 0,65 λ beträgt (Gewinnzuwachs etwa 2,7 dB), bevorzugt man häufig einen Etagenabstand von 0,5 λ (Gewinnzuwachs etwa 2,4 dB), weil dieser eine nebenzipfelarme Strahlungscharakteristik ergibt und mitunter aus Gründen der Speisung vorteilhaft ist. Für den Stockungsabstand größerer *Yagi*-Antennen (Lang-*Yagi*-Typ) gilt die Näherungsregel

Vertikaler Etagenabstand = Antennenlänge · 0,75.

Unter Antennenlänge soll die größte Längenausdehnung verstanden werden, also die Länge des Trägerrohrs, auf dem die Elemente befestigt sind.

Da alle in den Tabellen 2.2. bis 2.8. aufgeführten Selbstbauantennen einen Fußpunktwiderstand von 240 Ω haben, können diese über eine beliebig lange, vom gewählten Stockungsabstand abhängige symmetrische 240-Ω-Leitung miteinander verbunden werden. Genau in der Mitte dieser Verbindungsleitung wird die 240-Ω-Speiseleitung angeschlossen (Bild 2.20). Weil dort die Fuß-

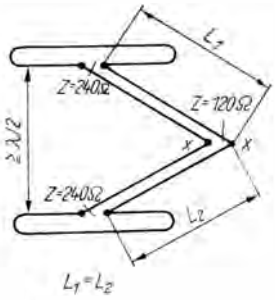


Bild 2.20
Vertikale Stockung von 2 horizontalen Antennenebenen in beliebigem Abstand $\geq \lambda/2$ (es sind nur die gespeisten Faltdipole gezeichnet)

punktwiderstände der beiden Antennen von je 240 Ω einander parallel liegen, ergibt sich am Anschlußpunkt eine Impedanz von 120 Ω. Das bedeutet, daß beim Weiterführen der Ableitung mit 240-Ω-Kabel eine Fehlanpassung auftritt. Der dadurch bedingte Spannungsverlust beträgt aber nur knapp 6 % (0,5 dB) und ist damit etwa so groß wie ihn ein Transformationsglied verursachen würde. Weil keine merkliche Empfangsverschlechterung entsteht und die Bandbreite der Anlage nicht beschnitten wird, kann für Empfangsantennen mit relativ kurzen Ableitungen diese einfache Methode der Speisung empfohlen werden.

Sollen 4 gleichartige *Yagi*-Antennen in beliebigem Stockungsabstand zusammengeschaltet werden, so ergibt sich nach Bild 2.21a eine sehr einfache Möglichkeit der Breitbanderregung, bei der keine Fehlanpassung entsteht. Wie aus der Ersatzschaltung Bild 2.21b hervorgeht, sind jeweils die beiden oberen und die beiden unteren Ebenen einander parallelgeschaltet. Die beiden auf diese Weise gebildeten Gruppen liegen in Reihe, so daß nach dem *Kirchhoff*schen Gesetz am zentralen Speisepunkt X_1 X_2

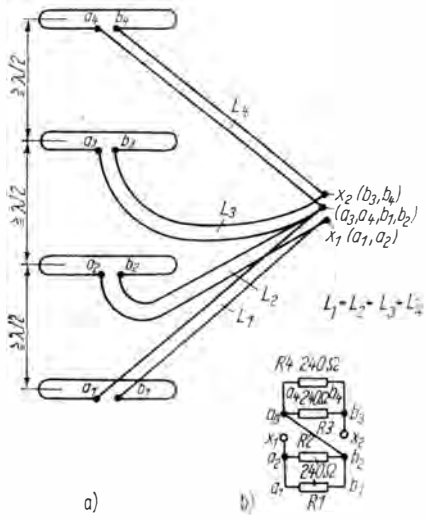


Bild 2.21
Impedanz- und phasenrichtige Zusammenschaltung von 4 vertikal gestockten Antennenebenen;
a — Schaltplan,
b — Ersatzschaltung

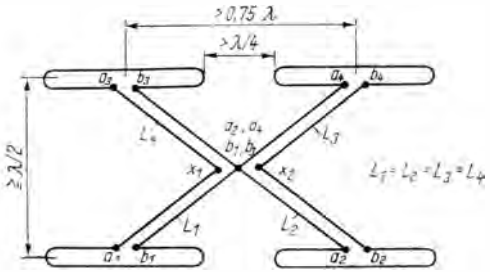


Bild 2.22 Impedanz- und phasenrichtige Zusammenschaltung einer Antennengruppe, bestehend aus 4 gleichartigen Einzelebenen

wieder der Widerstand einer Ebene, 240 Ω, vorhanden ist. Es kann eine 240-Ω-Ableitung ohne Fehlanpassung angeschlossen werden. Bild 2.22 zeigt die Variante einer Vierergruppe, die nach dem gleichen Prinzip der impedanz- und phasenrichtigen Breitbandspeisung geschaltet ist. Damit alle Ebenen gleichphasig erregt werden, sind nachstehende Regeln genau zu beachten:

- Die Leitungen L_1 bis L_4 können beliebig lang sein, müssen aber alle genau die gleiche Länge haben ($L_1 = L_2 = L_3 = L_4$).
- Der Wellenwiderstand der Leitungen muß dem Fußpunktwiderstand der Einzelebene entsprechen. Weil die beschriebenen Antennen einen Speisepunktwiderstand von 240 Ω aufweisen, fertigt man L_1 bis L_4 aus handelsüblicher 240-Ω-Leitung.
- Die richtigen Leitungsanschlüsse sind genau zu beachten, a und b dürfen keinesfalls verwechselt werden (Adern kennzeichnen!).

In den Zusammenschaltungsbeispielen sind zur besseren Übersicht nur die gespeisten Schleifendipole eingezeichnet.

Manchmal ist es erwünscht, den Speisepunktwiderstand von Systemen mit 2 oder 3 Ebenen oder auch von Einzelantennen auf einen bestimmten Wert zu transformieren. Dafür ist der in Abschnitt 4.2. (Teil II) beschriebene Viertelwellentransformator gut geeignet.

2.10. UHF-Fernsehantennen

Das UHF-Fernsehband IV/V erstreckt sich über einen Wellenlängenbereich von 63 cm bis 38 cm (s. Tabelle 2.1.). Daraus geht hervor, daß die Antennenelemente im Band IV/V nur etwa $^1/_3$ der Länge von Band-III-Elementen haben, deshalb beträgt auch die Spannungsaufnahme nur etwa den 3. Teil (s. Abschnitt 2.1.5.). Das bedeutet, daß eine Band-IV-Antenne einer gleichartigen Band-III-Antenne gegenüber um etwa 9 dB im Nachteil ist. Dieser Umstand und die Tatsache, daß im UHF-Bereich bereits kleine Hindernisse starke Reflexionen hervorrufen, verlangen fast immer scharfbündelnde Hochleistungsantennen. Lange *Yagi*-Antennen können im allgemeinen diese Forderungen erfüllen: ihnen gehört aus technischen und aus wirtschaftlichen Gründen der Vorzug. Mitunter kommt es aber vor, daß der in den Datenblättern genannte und meßtechnisch ermittelte Antennengewinn von langen *Yagi*-Antennen nicht erreicht wird. Das ist auf Feldverzerrungen an manchen Empfangsorten zurückzuführen. Dabei können die einzelnen Spannungen, die von den Direktoren der langen *Yagi*-Antenne aufgenommen werden, gegeneinander in der Phase verschoben sein. Die Summenspannung bleibt dann immer unter dem möglichen Höchstwert des gleichmäßigen Feldes. In solchen Fällen empfiehlt es sich, entweder kürzere *Yagi*-Antennen in gestockter Form zu verwenden oder auf breitbandige Sonderformen geringer Längsausdehnung (Querstrahler) überzugehen. Letztere sind auch gut als Zimmer- oder Dachbodenantennen geeignet.

2.10.1. UHF-*Yagi*-Antennen

In ihrem Aufbau unterscheiden sich UHF-*Yagi*-Antennen nicht von den *Yagi*-Antennen der VHF-Fernsehbereiche. Ihre Bandbreite reicht immer über mehrere benachbarte Kanäle, und man ist heute in der Lage, UHF-*Yagi*-Antennen zu konstruieren, deren Bandbreite den ganzen Bereich IV bzw. Bereich V überdeckt. Dabei fällt der Gewinn vom frequenzhöchsten Kanal bis zum niedrigsten etwas ab.

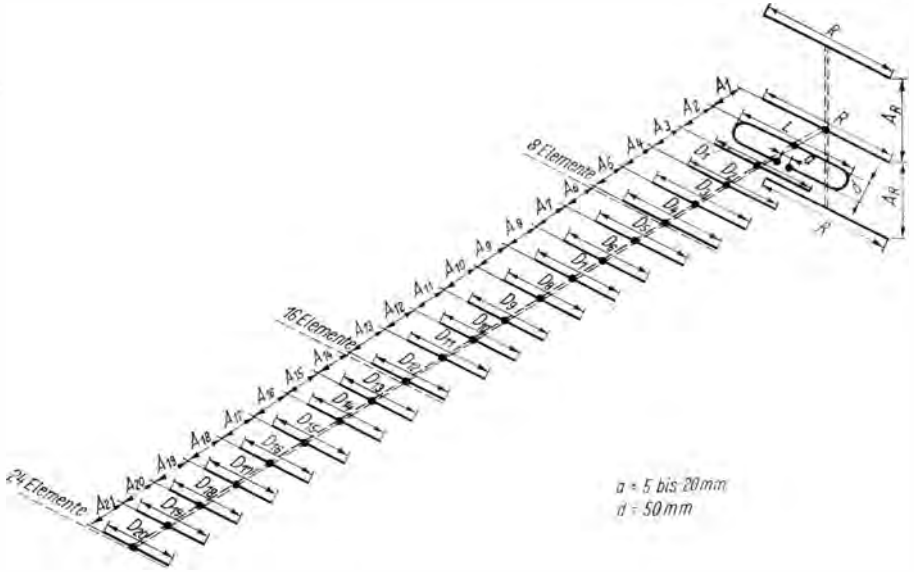
Tabelle 2.12. 8-, 16- und 24-Element-UHF-*Yagi*-Antennen

Kenndaten:	8 Elemente	16 Elemente	24 Elemente
Antennengewinn:	8,0 bis 9,5 dB	12 bis 13,5 dB	15 bis 17 dB
Rückdämpfung:	20 dB	23 dB	27 dB
Öffnungswinkel horizontal:	46°	33°	23°
Öffnungswinkel vertikal:	63°	36°	23°
relative Antennenlänge:	0,9 λ	3,4 λ	5,8 λ
optimaler Stockungsabstand:	70 cm (1,44 λ)	97 cm (2,0 λ)	140 cm (2,88 λ)

Gemeinsame Angaben: Ganzmetallbauweise, Dreifachreflektor, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch. Der Durchmesser aller Elemente beträgt 9 mm $\pm$ 20 %.

	Band IV Kanal 21 bis 39	Band V Kanal 40 bis 59
Länge L des Strahlers	284	226
Länge R der Reflektoren	349	278
Direktorlängen		
D_1	212	168
D_2	204	162
D_3, D_4	202	160
D_5, D_6, D_7, D_8	199	159
D_9, D_{10}, D_{11}, D_{12}	197	157
D_{13}, D_{14}, D_{15}, D_{16}	195	155
D_{17}, D_{18}, D_{19}, D_{20}	195	155
Reflektorabstände A_R	117	94
Elementabstände		
A_1	77	61
A_2	22	17
A_3	63	51
A_4	132	105
A_5	139	112
A_6 bis A_{21}	149	119

(alle Angaben in mm)


8 Elemente
16 Elemente
24 Elemente
R
L
d
a = 5 bis 20 mm
d = 50 mm

Bei der Montage von UHF-*Yagi*-Antennen ist besonders zu beachten, daß der senkrechte metallische Antennentragemast nicht, wie bei VHF-*Yagi*-Antennen üblich, einfach im Antennenschwerpunkt seitlich am Elementeträger befestigt werden darf. Erheblich schlechtere Antenneneigenschaften wären die Folge. Man halte sich deshalb an das Beispiel der Montage von Industrieantennen für die UHF-Bereiche. Bei ihnen werden kürzere *Yagi*-Antennen gewöhnlich hinter dem Reflektor vor dem Mast befestigt, während man lange *Yagi*-Antennen im allgemeinen über einen Unterzug mit dem Tragemast verbindet.
Die in Tabelle 2. 12. beschriebenen UHF-*Yagi*-Antennen mit 8, 16 und 24 Elementen dürften allen Anforderungen des Selbstbauinteressenten genügen. Es sind farbtüchtige Bereichantennen, die bei Bedarf auch in gestockter Ausführung aufgebaut werden können. Die für Maximalgewinn optimalen Stockungsabstände sind für jede Baustufe angegeben. Die Breitbandspeisung nach Abschnitt 2.9. ist zu bevorzugen. Die 8-Element-Antenne arbeitet bei dieser Reihe als Grundbaustein. Sie wird unverändert für die 16- und 24-Element-Ausführung übernommen, wobei man lediglich die entsprechende Anzahl von Direktoren hinzufügt. Der größte angegebene Gewinn tritt jeweils im frequenzhöchsten Kanal des Arbeitsbereichs auf (Kanal 39 bzw. Kanal 59). Der Gewinnabfall ist stetig bis zum frequenzniedrigsten Kanal (Kanal 21 bzw. Kanal 40) und erreicht dann den genannten Kleinstwert.

2.10.2. UHF-Breitband-Flächenantennen

Einen Ganzwellendipol, dessen Enden flächig verbreitert sind, nennt man wegen seiner Form auch *Schmetterlingsdipol* (Bild 2.23). Er hat als „dicker" Dipol eine beträchtliche Frequenzbandbreite. Diese vergrößert sich mit dem Spreizwinkel α. Durch die erhöhte Kapazität eines solchen Dipols muß er relativ stark verkürzt werden; mit einer geometrischen Länge L von etwa 0,7 λ kommt er in Ganzwellenresonanz. Auf Grund der großen Bandbreite ist die Längenbemessung nicht kritisch. Wie aus Bild 2.23 ersichtlich, kann man z. B. den Dipol bei einem Spreizwinkel α von 50° mit einer 240-Ω-Leitung impedanzrichtig speisen.

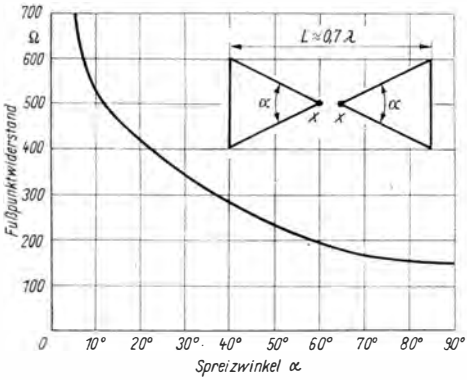


Bild 2.23 Ganzwellen-Breitbanddipol und sein Fußpunktwiderstand in Abhängigkeit vom Spreizwinkel α

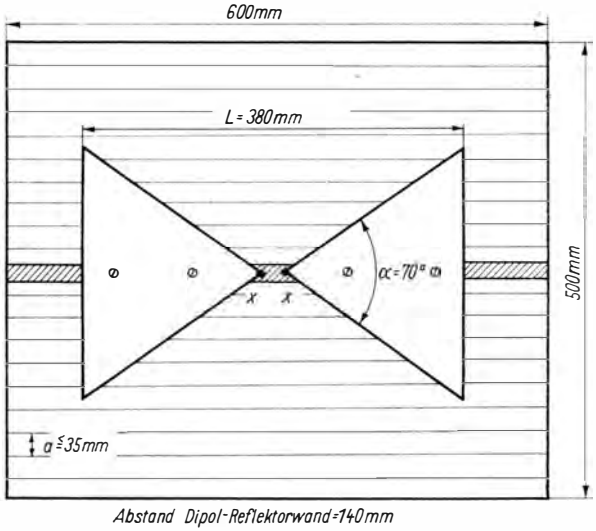


Bild 2.24 Ganzwellen-Breitbanddipol für Band IV/V vor einer Reflektorwand

Breitband-Flächendipole verwendet man fast immer in Verbindung mit einer Reflektorwand, zumal dabei der Gewinn um 5 bis 7 dB ansteigt. Eine solche Bauform zeigt Bild 2.24 mit allen erforderlichen Abmessungen für den Einsatz über die ganze Breite des Fernsehbands IV/V. Der Schmetterlingsdipol mit einem Spreizwinkel von 70° befindet sich in 140 mm Abstand vor einer 500 mm × 600 mm großen Reflektorwand. Den Abstand stellen Isolierstoffstützen her, die man an ihren Stirnseiten mit den Dipolflächen und der Reflektorwand verschraubt. Als Isolierstoff eignet sich Hartpapier, notfalls auch trockenes Holz, das in Paraffin ausgekocht wurde.

Zugunsten eines stabilen Aufbaus sollte man den Rahmen der Reflektorwand aus Winkelmaterial herstellen. Die waagerecht orientierten Reflektoren können aus Drähten, Stäben oder Bandmaterial beliebigen Durchmessers bestehen. Der lichte Abstand zwischen zwei Reflektoren sollte 35 mm nicht übersteigen; größere Abstände verschlechtern die Rückdämpfung. Den längs der Dipolachse verlaufenden Reflektor fertigt man aus kräftigem Bandmaterial, da er über die Isolierstoffstützen die Dipolanordnung zu tragen hat.

Der Gewinn dieser Antenne beträgt im Kanal 21 mehr als 5 dB und steigt bis Kanal 60 auf 9 dB an. Beim Anschluß einer 240-Ω-Bandleitung ist das Stehwellenverhältnis über den gesamten Bereich nicht größer als 1 : 2.

In Bild 2.25 sind 2 Breitbanddipole im Abstand von 1 λ vertikal gestockt, die Anordnung befindet sich ebenfalls vor einer Reflektorwand. Dabei steigt der Gewinn von 7,5 dB im Kanal 21 auf 11,5 dB im Kanal 60. Der Speisepunktwiderstand bei XX beträgt etwa 80 Ω symmetrisch; die Speisung über ein Koaxialkabel ist somit möglich. Wird eine Anschlußimpedanz von 240 Ω gewünscht, dann muß man den Spreizwinkel auf 50° verkleinern und den Stockungsabstand von 590 mm auf 280 mm verringern. Dabei soll die Verbindungsleitung aus 6 mm dicken Drähten mit einem Mittenabstand von 50 mm bestehen.

Wenn so eine Breitband-Flächenantenne unter der Dachhaut oder im Zimmer aufgestellt werden soll, kann die Reflektorwand sehr einfach und billig aus einer entsprechend großen Hartfaserplatte

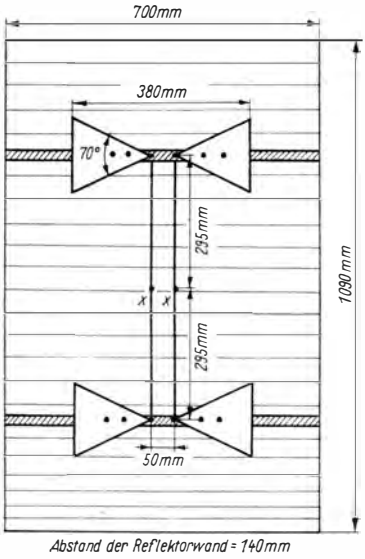


Bild 2.25
Gestockte Breitbanddipole vor einer Reflektorwand für Band IV/V

bestehen, die zur Metallisierung mit einer dünnen Aluminiumfolie (Haushaltfolie) beklebt wird.

2.10.3. Vierfach gestockte UHF-Breitband-Antenne mit Fächerdipolen

Ähnliche gute Breitbandeigenschaften wie die flächenförmigen Schmetterlingsdipole weisen auch Fächerdipole auf. Es sind fächerartig aus Einzelstäben aufgebaute Ganzwellendipole, wie in Bild 2.26a dargestellt. Der einfachste Fächerdipol besteht nur aus 2 winklig gebogenen Drähten (Bild 2.26b). Das ist eine materialsparende Form mit vergleichsweise sehr geringem Windwiderstand, die deshalb auch von der Antennenindustrie bevorzugt angewendet wird.
In Bild 2.27 ist das Bemessungsschema einer vierfach gestockten UHF-Breitbandantenne mit Fächerdipolen dargestellt. Aus

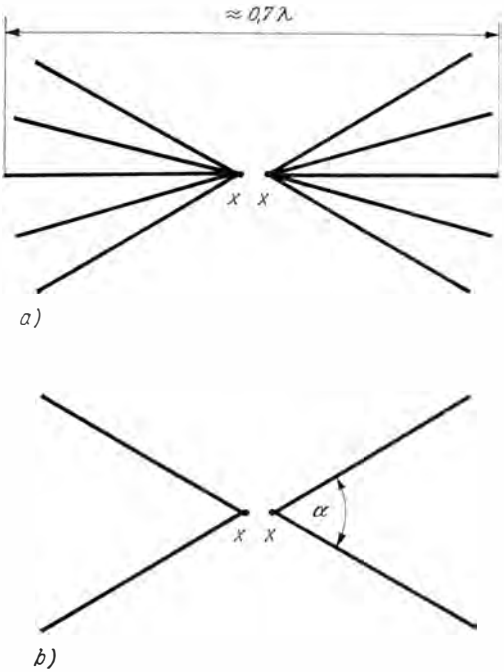


Bild 2.26 Fächerdipol; a — Normalausführung, b — vereinfachter Fächerdipol

Gründen der Übersichtlichkeit wurde die dazugehörige Reflektorwand nicht eingezeichnet. Sie hat die Abmessungen 720 mm × 1200 mm und kann aus Drähten, Stäben oder Bandmaterial bestehen (s. Bild 2.24). Der lichte Abstand zwischen den waagerechten Drähten sollte 30 mm nicht überschreiten. Bei Bedarf können senkrechte Versteifungsdrähte eingezogen werden. Engmaschiges Drahtgeflecht, wie es zum Einfrieden von Geflügelausläufen verwendet wird, ist ebenfalls brauchbar. Dieses Geflecht soll in der Weise ausgespannt werden, daß dessen verdrillten und verlöteten Teile waagerecht verlaufen. Wenn der Windwiderstand

Bild 2.27 Bemessungsschema der vierfach gestockten UHF-Breitbandantenne

Abmessungen der Reflektorwand (nicht eingezeichnet) 720 x 1200 mm
Abstand der Reflektorwand = 130 mm

keine Rolle spielt (z. B. bei Unterdachmontage), kann die Reflektorwand auch aus einer Blechplatte oder einer mit Aluminium-Haushaltfolie beklebten Hartfaserplatte mit gleichen Abmessungen bestehen.

Das Strahlersystem befindet sich in einem Abstand von 130 mm vor der Reflektorwand. Jeweils 2 Fächerdipole sind einander parallelgeschaltet, wobei die Verbindungsleitung überkreuzt wird, damit gleiche Phasenlage hergestellt ist. Am Kreuzungspunkt soll durch entsprechendes Biegen der Verbindungsdrähte ein Drahtabstand von 30 bis 40 mm gewahrt werden. Die Verbindungsleitung zwischen den beiden oberen und unteren Ebenen wird nicht überkreuzt, in ihrer geometrischen Mitte befindet sich der Speisepunkt XX mit einem Fußpunktwiderstand von 240 bis 300 Ω symmetrisch. Die Verbindungsleitungen haben einen Wellenwiderstand Z von 380 Ω, d. h., daß der Mittenabstand D zum Drahtdurchmesser d = 12 : 1 betragen soll (s. Abschnitt 4.2., Teil II). Empfohlen wird d mit 3 mm, daraus ergibt sich der Mittenabstand D mit 36 mm.

Bei XX kann eine beliebig lange UKW-Bandleitung (Wellenwiderstand 240 bis 300 Ω) angeschlossen werden. Will man über ein Koaxialkabel (Wellenwiderstand 60 bis 75 Ω) speisen, dann ist bei XX eine Halbwellen-Umwegleitung (s. Abschnitt 4.1.1., Teil II) oder eine Balun-Spule (s. Abschnitt 4.1.2., Teil II) einzufügen.

Auf Korrosionsbeständigkeit und geringen Windwiderstand ist besonders zu achten, wenn die Antenne im Freien aufgestellt werden soll. In diesem Fall empfiehlt es sich, die ganze Antenne aus verzinktem Stahldraht von 2,7 bis 3 mm Durchmesser (sog. Spanndraht) herzustellen, wobei man alle Verbindungspunkte gut verlötet und durch einen Lacküberzug schützt. Die Fächerdipole können z. B. auf Kunststoffstreifen gehaltert werden, wodurch auch die Verbindungsleitungen abgestützt sind. Eine besonders hochwertige Isolation ist nirgends erforderlich.

Die elektrischen Kenndaten lauten: Frequenzbereich 470 MHz bis 710 MHz (Kanäle 21 bis 50); Gewinn 10 dB (Kanal 21) bis 12 dB (Kanal 50); Rückdämpfung 20 dB bis 28 dB; horizontaler Öffnungswinkel 65° bis 55°, vertikaler Öffnungswinkel 43° bis 35°. Mit steigender Frequenz werden die Daten besser, d. h., daß sich

Gewinn und Rückdämpfung bis zum angegebenen Bestwert vergrößern und die Öffnungswinkel entsprechend verkleinern.
Mit der in Bild 2.27 angegebenen Bemessung kann auch im 70-cm-Amateurband (420 MHz bis 440 MHz) noch mit einem Gewinn von 9,5 dB gerechnet werden, so daß Funkamateure diese Antenne innerhalb ihres horizontalen Öffnungswinkels von etwa 65° zusätzlich für den Empfang von Amateur-Fernsehsendungen (ATV) nutzen können.
Soll nur der UHF-Bereich IV/V mit den Kanälen 21 bis 60 empfangen werden, so sind folgende Veränderungen der Abmessungen erforderlich: Die Längen der Fächerdipole werden von 204 mm auf 170 mm verkürzt; die Abstände der Dipole sind von 240 mm auf 200 mm zu vermindern; der Abstand der Reflektorwand hat nur noch 110 mm zu betragen, und die Reflektorwand kann auf 600 mm × 1000 mm verkleinert werden. Am Verhältnis D : d der Verbindungsleitung ändert sich nichts. Der Gewinn im Kanal 21 beträgt dann 9,5 dB, er steigt bis zum Kanal 60 auf 12 dB an.
Es gibt Empfangssituationen, bei denen ein relativ großer horizontaler Öffnungswinkel erwünscht ist, z. B., wenn verschiedene UHF-Sender in einem Winkelbereich von etwa 60° liegen. Mit einer vertikal gestockten UHF-Breitband-Antenne kann man solche Sender gut empfangen, sofern am Empfangsort keine allzu starken Reflexionen auftreten.

2.10.4. Gestockte UHF-Breitband-V-Antenne

Die gestockte V-Antenne nach Bild 2.28 ist eine sehr günstige Bauform und für den Empfang des gesamten UHF-Bereichs IV/V gedacht; mit der angegebenen Bemessung ist sie außerdem auch eine brauchbare Behelfsantenne für die Bänder II und III. Aus 10-mm-Alu-Rundmaterial werden zwei U-förmige Antennenteile mit Schenkellängen von 160 cm gemäß Zeichnung hergestellt. Man befestigt sie in der Weise an einem passenden Holzgestell, daß der Spreizwinkel 50° beträgt und die beiden senkrechten, 35 cm langen Abschnitte einander mit 5 cm Abstand gegenüberstehen. In ihrer geometrischen Mitte kann bei XX eine 240-Ω-

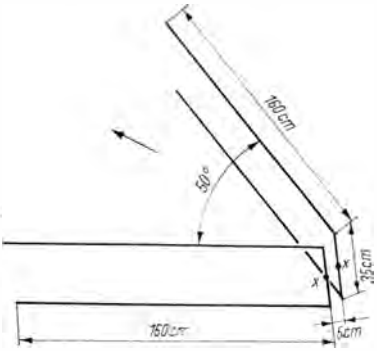


Bild 2.28
Gestockte V-Antenne
als Breitbandform
für Band IV/V

Bandleitung angeschlossen werden. Im Kanal 21 ist bereits ein Gewinn von 8,7 dB vorhanden, er erreicht im Kanal 50 ein Maximum von 12,2 dB und fällt bis zum Bandende (Kanal 60) wieder auf 10,5 dB ab. Diese Antenne empfängt bevorzugt aus der Richtung der Winkelhalbierenden; etwas schwächer ist der Empfang aus der Gegenrichtung.
Die Wirksamkeit nach zwei um 180° versetzten Richtungen kann manchmal vorteilhaft sein.

3. Speiseleitungen für Fernsehantennen

Industriell gefertigte Fernsehantennen werden heute fast ausnahmslos für einen Speisepunktwiderstand von 240 bis 300 Ω symmetrisch geliefert und sind somit für den direkten Anschluß symmetrischer Bandleitungen dieses Wellenwiderstands geeignet. Durch Einsetzen eines handelsüblichen Einbausymmetrierglieds in die Dipolanschlußdose der Antenne oder Anschalten einer Halbwellen-Umwegleitung (s. Abschnitt 4.1.1.) können solche Antennen ohne Schwierigkeit auf einen Anschlußwiderstand von 60 bis 75 Ω unsymmetrisch gebracht werden. Somit kann der Kunde selbst auswählen, ob als Speiseleitung eine UKW-Bandleitung oder ein Koaxialkabel verwendet werden soll. Diese Feststellung trifft auch für alle Selbstbauantennen zu, die für einen Fußpunktwiderstand von 240 bis 300 Ω bemessen sind.

Die Antenneneingangsbuchsen der Fernsehempfänger sind je nach Herkunft, Baujahr und Typ unterschiedlich. Bei älteren Geräten findet man noch symmetrische 240-Ω-Eingänge, bei späteren Ausführungen wurden die 240-Ω-Eingänge für die VHF-Bereiche beibehalten, während für den UHF-Bereich 75-Ω-Koaxialbuchsen vorhanden sind. Neuerdings gibt es für VHF und für UHF Koaxialbuchsen. Die Wahl der Speiseleitung (Koaxialkabel oder Bandleitung) hängt jedoch nicht vom vorhandenen Empfängereingang ab, denn der Fachhandel bietet für jeden vorkommenden Fall passende Stecker bzw. Empfänger-Symmetrierglieder an.

3.1. UKW-Bandleitungen und Koaxialkabel

In Isolierstoffe eingebettete Flachbandleitungen — die UKW-Bandleitungen — sind billig und leicht. Das Dielektrikum besteht meist aus dem Kunststoff Polyäthylen. Die handelsüblichen Bandleitungen haben Wellenwiderstände von 240 und 300 Ω. Neue Flachbandleitungen weisen nur eine geringe Dämpfung auf,

sie sind verlustärmer als vergleichbare Koaxialkabel. Nach längerem Witterungseinfluß ist jedoch eine merkliche Verschlechterung der Dämpfungswerte festzustellen. Durch die Ultraviolettstrahlung der Sonne verändert das Dielektrikum mit der Zeit seine elektrischen Eigenschaften in ungünstiger Weise. Diesen Alterungseinfluß der Sonnenstrahlung versucht man teilweise durch Pigmentieren des Kunststoffs zu verhindern oder zumindest stark zu verzögern. Besonders große Veränderungen der Kennwerte weisen Bandleitungen bei Regen, Reif oder Nebel auf, da sie sich dann mit einem Wasserfilm überziehen, der eine unkontrollierbare Veränderung des Wellenwiderstands bewirkt. Weiterhin verändert sich der Wellenwiderstand bei Annäherung an Gebäudeteile, Metallmassen usw. Deshalb müssen Bandleitungen möglichst frei und räumlich unveränderbar verlegt werden.

Koaxialkabel sind witterungsbeständig, altern kaum und lassen sich beliebig verlegen. Diese Eigenschaften rechtfertigen ihren höheren Preis. Die Grunddämpfung von Koaxialkabeln ist bei den handelsüblichen Sorten im allgemeinen etwas höher als die von guten UKW-Bandleitungen, jedoch bleibt die Dämpfung unabhängig von Witterungseinflüssen konstant. Koaxialkabel bestehen aus dem Innenleiter, der konzentrisch in einem Dielektrikum eingebettet ist, dem Außenleiter und dem Außenschutzmantel. Der Innenleiter besteht vorwiegend aus blankem Kupferdraht; seltener aus Kupferlitze. Solche Kabel können mehr auf Biegung beansprucht werden, haben jedoch gegenüber einem vergleichbaren Koaxialkabel mit Volldraht-Innenleiter eine größere Dämpfung.

Das Dielektrikum besteht aus verlustarmen HF-Isolierstoffen, vorwiegend Polyäthylen, seltener Polystyrol oder Polyvinylkarbazol. Man unterscheidet Volldielektrika und luftraumreiche Dielektrika. Kabel mit Volldielektrikum haben eine große Konstanz des Aufbaus und damit auch der elektrischen Eigenschaften bei Biegung, Knickung, Druck und sonstigen mechanischen Einwirkungen. Die Vollisolation bewirkt außerdem eine hohe Spannungsfestigkeit und bietet einen gewissen Schutz gegen eindringende Feuchtigkeit. Dagegen sind die Verluste etwas höher als bei vergleichbaren Kabeln mit luftraumreichem Dielektrikum.

Kabel mit luftraumreichem Dielektrikum zeigen sich empfindlich gegenüber äußeren mechanischen Einflüssen und müssen sehr sorgfältig gegen eindringende Feuchtigkeit abgedichtet werden. Besonders günstig sind Schaumstoffe auf Kunststoffbasis als Dielektrikum. Diese können in sich die Vorzüge der Vollisolation mit denen der luftraumreichen vereinigen. Der Außenleiter wird bei dünnen Koaxialkabeln vorzugsweise als Kupferrunddrahtumflechtung ausgeführt; dickere Kabel haben oft eine Kupferbandumflechtung. Der Außenschutz eines Koaxialkabels besteht im allgemeinen aus einem Kunststoffmantel (Polyvinylchlorid). Er hat die Aufgabe, das Kabel vor eindringender Feuchtigkeit und mechanischer Beschädigung zu schützen. Spezialkabel, z. B. Ausführungen für Erdverlegung, haben oft noch eine Stahldrahtumflechtung, über der sich ein zweiter Schutzmantel befindet. In der DDR werden manchmal noch Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 60 Ω verwendet. Diese sind jedoch für Neuentwicklungen nicht mehr vorzusehen. In Anpassung an den internationalen Stand erfolgt für Frequenzen bis 1000 MHz der Übergang zu HF-Kabeln mit dem dämpfungsoptimalen Wellenwiderstand von 75 Ω (entsprechend der IEC-Publikation 78, der RGW-Empfehlung RS-603-66 und der TGL 6921). Der zweite international empfohlene Wellenwiderstand von 50 Ω wird vorzugsweise in der Mikrowellentechnik über 1000 MHz eingesetzt. In der DDR sind koaxiale HF-Kabel nach TGL *200-1579* standardisiert. Auch die Kurzbezeichnung des Kabeltyps wird nach IEC-Publikation 78 gebildet. In dieser neuen Kurzbezeichnung gibt die 1. Ziffer den Wellenwiderstand in Ohm an. Die auf den Bindestrich folgende 2. Ziffer ist der Durchmesser des Dielektrikums auf ganze Millimeter abgerundet. Die 3. Ziffer stellt eine Zählnummer nach IEC-Empfehlung 96-2 dar.

Beispiel: Kabeltyp 75-7-8
Es bedeuten:
75 = Wellenwiderstand 75 Ω
7 = Durchmesser des Dielektrikums 7 mm
8 = Zählnummer nach IEC
Hat ein HF-Kabel einen Außenschutz, der von der Normalausführung mit einfachem PVC-Mantel abweicht, so erfolgt die

Kennzeichnung durch einen Punkt hinter der Zählnummer und mit einer zusätzlichen Ziffer entsprechend der nachstehenden Tabelle:

· 0 = Ausführung ohne Schutzhüllen
· 3 = Ausführung mit Plastschutzhülle und Bewehrung
· 4 = Ausführung mit Plastschutzhülle, Bewehrung und äußerer Plastschutzhülle

Zur Unterscheidung der verschiedenen Querschnittsformen bei symmetrischen HF-Leitungen folgt nach der Angabe des Wellenwiderstands (1. Ziffer) ein Buchstabe. Es bedeuten hierbei:

A — Ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit dünnem dielektrischem Verbindungssteg zwischen den beiden isolierten Leitern;
B — ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit gleichbleibender Dicke des Dielektrikums, in das beide Leiter eingebettet sind;
C — ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit schlauchförmigem Dielektrikum;
D — geschirmte symmetrische HF-Leitung.

Auf den Buchstaben zur Kennzeichnung des Querschnitts folgt bei den ungeschirmten symmetrischen HF-Leitungen eine Ziffer, die den Abstand der beiden Leiter kennzeichnet, während bei geschirmten symmetrischen HF-Leitungen wie bei koaxialen HF-Kabeln der Durchmesser des Dielektrikums angegeben wird. Es folgen schließlich Zählnummer und Kennziffer des Außenschutzes wie bei koaxialen HF-Kabeln.

Beispiel: HF-Leitung *300 A 7-1*
Es bedeuten:
300 = Wellenwiderstand 300 Ω
A = ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit dünnem dielektrischem Verbindungssteg
7 = Leiterabstand etwa 7 mm
1 = Zählnummer

Die wichtigsten Kenndaten von Hochfrequenzleitungen sind Wellenwiderstand, Verkürzungsfaktor und Dämpfung. Die Wellenwiderstandswerte sind genormt. Bei Koaxialkabeln mit Vollisolation werden meist Isolierstoffe benutzt, deren Dielektrizitäts-

konstante ε bei 2,3 liegt. Daraus ergibt sich ein Verkürzungsfaktor V von 0,66 ($V = 1/\sqrt{\varepsilon}$). Bei Kabeln mit luftraumreichem Dielektrikum liegt der Verkürzungsfaktor im allgemeinen zwischen 0,7 und 0,9. UKW-Bandleitungen mit Wellenwiderständen von 240 und 300 Ω werden vorwiegend mit V = 0,8 angegeben. Die Dämpfung einer HF-Leitung ist im Gegensatz zum Wellenwiderstand und dem Verkürzungsfaktor frequenzabhängig und steigt mit wachsender Frequenz. Sie wird hauptsächlich durch den Skineffekt (Stromverdrängung zur Leiteroberfläche, Hautwirkung) und die dielektrischen Verluste in den die Leitung umgebenden Isolierstoffen verursacht. Datenblätter der Herstellerwerke geben im allgemeinen die Dämpfung von HF-Leitungen in Dezibel je 100 m (dB/100 m) oder in Neper je Kilometer (Np/km) für verschiedene Frequenzen an. Da in Fernseh-Antennenanlagen meist nur kurze Leitungslängen benötigt werden, ist die Dämpfungsangabe in Dezibel je 100 Meter (dB/100 m) günstiger. Die Beziehungen zwischen Dezibel und Neper sind aus nachstehenden Umrechnungsformeln erkenntlich:

1 Np · 8,686 = 1 dB

1 dB · 0,1151 = 1 Np

1 Np/km · 0,869 = 1 dB/100 m

1 dB/100 m · 1,151 = 1 Np/km

Die Verluste durch Leitungsdämpfung können im VHF- und besonders im UHF-Bereich beträchtlich sein. Man sollte deshalb auf möglichst kurze und hochwertige Speiseleitungen achten. Als Folge manchmal vorhandener Fehlanpassung entstehen außerdem Zusatzverluste, die sich zur Leitungsdämpfung addieren. Dadurch wird der Wirkungsgrad der Antenne noch weiter verschlechtert.

Nachstehend folgen die Kenndaten verschiedener HF-Leitungen für Empfangszwecke, die im *Kombinat VEB Kabelwerk Oberspree (KWO)* hergestellt werden.

3.2. Koaxialkabel oder Bandleitung?

Die üblichen UKW-Flachbandleitungen haben 2 Vorzüge, auf Grund dessen sie heute noch oft als Verbindungsleitung in Fern-

seh-Einzelantennenanlagen eingesetzt werden. Es sind das der niedrige Preis, bedingt durch geringen Kupferverbrauch und unkompliziertes Herstellungsverfahren, sowie die relativ geringe Dämpfung, die etwa nur die Hälfte der Verluste eines vergleichbaren Koaxialkabels beträgt. Hinzu kommt, daß alle Fernsehantennen symmetrische Gebilde sind. Darum kann die ebenfalls symmetrische Bandleitung in einfachster Weise direkt an den Antennenspeisepunkt angeschlossen werden. Beim unsymmetrischen Koaxialkabel ist aber ein Symmetrierglied am Antennenfußpunkt erforderlich.

Leider sind Bandleitungen nur im Neuzustand und bei trockenem Wetter sehr verlustarm. Hinzu kommen die bereits erwähnten Zersetzungserscheinungen des Dielektrikums durch den Einfluß der Sonnenbestrahlung, die im Laufe der Zeit erhebliche Zusatzverluste hervorrufen. Bandleitungen müssen auf Isolierstützen verlegt werden, wodurch ein zusätzlicher Aufwand entsteht. Infolge des bandförmigen Profils neigen Flachbandleitungen zum Flattern im Wind, und nicht selten treten deshalb Unterbrechungen der Leitungsadern besonders am Antennenanschluß auf. Die Flatterneigung läßt sich vermindern, wenn man die Flachbandleitung beim Auslegen mehrmals um ihre Längsachse verdreht. Außerdem werden dadurch Störspannungen, die auf die Leitung einwirken, unterdrückt.

Koaxialkabel ist in der Anschaffung teurer als Bandleitung und hat eine größere Dämpfung. Diese Nachteile bestehen aber nur scheinbar, denn das Koaxialkabel hat eine nahezu unbegrenzte Lebensdauer, während Bandleitungen bestenfalls einige Jahre brauchbar sind. Außerdem entfallen beim Koaxialkabel jegliche Abstandsisolatoren und deren Montage, da man es mit einfachen Rohrschellen auf jedem Untergrund direkt befestigen kann. Es läßt sich auch im Erdreich verlegen, wenn der Schutzmantel völlig unverletzt ist. Vom Hersteller wird allerdings eine Erdverlegung einfacher Koaxialkabel nicht empfohlen, da zu diesem Zweck Kabel mit zusätzlicher Bewehrung gefertigt werden. Man kann jedoch auch ein einfaches Koaxialkabel im Erdreich vor Beschädigung schützen, wenn man es nicht zu straff spannt und die Kabellänge in der Erde mit Schutzrohren oder einem Stück Gartenschlauch überzieht.

Eine Bandleitung 240 Ω (z. B. Typ *240 A 4-1*) hat in neuem, trockenem Zustand bei 200 MHz eine Dämpfung von etwa 7 dB/100 m. Demgegenüber beträgt die Dämpfung eines 75-Ω-Koaxialkabels (z. B. Typ *75-5-A*) bei gleicher Frequenz 11 dB/100 m. Während das Koaxialkabel diese Dämpfung in trockenem und in nassem Zustand unverändert über Jahre hinaus beibehält, steigt die Dämpfung einer neuen Bandleitung im Regen bereits auf 22 dB/100 m an. Eine Bandleitung, die 1 Jahr lang der Witterung ausgesetzt war, zeigt in nassem Zustand eine Dämpfungserhöhung auf 26 dB/100 m. Daraus geht hervor, daß eine UKW-Bandleitung von der wirtschaftlichen Seite her betrachtet keinesfalls günstiger als ein Koaxialkabel ist. Gleichfalls kann man das Argument der größeren Verlustarmut nicht als stichhaltig ansehen, da die Bandleitung eine verlustarme Übertragung nur bei Trockenheit ermöglicht. Der Vergleich beider Leitungsarten ergibt deshalb eine ganz eindeutige Überlegenheit des Koaxialkabels gegenüber herkömmlichen Bandleitungen.

Hinweis:
Reste des heute nicht mehr gefertigten 60-Ω-Koaxialkabels können ohne Nachteil an Stelle des für Empfangsanlagen genormten 75-Ω-Koaxialkabels verwendet werden. Es ist auch ohne praktische Bedeutung, ob man Bandleitungen mit 240 Ω oder solche mit 300 Ω Wellenwiderstand einsetzt.

Tabelle 3.1. Symmetrische Zweidrahtleitungen (UKW-Bandleitungen)

Wellenwiderstand 240 bis 300 Ω

Kurzzeichen neu	240 A 4-1	300 A 6-1	240 B 5-2
Kurzzeichen alt	352.0	391.0	
Leiterpaar	2 Cu-Litzen	2 Cu-Litzen	2 Cu-Litzen
Nenndurchmesser in mm	2 × 0,9	2 × 0,9	2 × 0,9
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylenschlauch mit Schaumstoff gefüllt
Nenndurchmesser in mm	5,7 × 1,6	9 × 2	7,8 × 5,0
Wellenwiderstand in Ω	240 ± 12	300 ± 15	240 ± 12
Verkürzungsfaktor	0,80	0,80	0,85
Kapazität in pF/m	16	13	17
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	1,5	0,87	1,5
100 MHz	4,3	3,5	4,3
200 MHz	6,7	5,9	6,7
500 MHz	12,0	9,5	12,0

Tabelle 3.2. Abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitungen

Wellenwiderstand 120 bis 240 Ω

Kurzzeichen neu	120 D 10-1	240 D 6-1	240 D 10-3
Kurzzeichen alt	303.1	351.1	357.1
Innenleiterpaar	2 Cu-Drähte	2 Cu-Drähte	2 Cu-Drähte
Nenndurchmesser in mm	2 × 1,4	2 × 0,4	2 × 0,5
Dielektrikum	Polyäthylen	Polystyrolstützen	Polyäthylen mit Luft
Nenndurchmesser in mm	10,6	6,2	10,0
Außenleiter	Cu-Drahtumflechtung	Cu-Drahtumflechtung	Cu-Drahtumflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	14,0	9,0	13,7
Wellenwiderstand in Ω	120 ± 12	240 ± 24	240 ± 20
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,65	0,82	0,82
Kapazität in pF/m	40	18	18
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	2,1	4,3	3,0
100 MHz	6,8	15,0	9,5

Tabelle 3.3. Koaxialkabel

Wellenwiderstand 50 Ω

Kurzzeichen neu	50-2-1	50-3-1	50-7-2
Kurzzeichen alt	3006.1	3007.1	3008.1
Innenleiter	Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Litze
Nenndurchmesser in mm	0,5	0,9	2,3
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	1,5	2,95	7,25
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	3,2	5,3	10,7
Wellenwiderstand in Ω	50 ± 4	50 ± 3	50 ± 2
Verkürzungsfaktor	0,66	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
100 MHz	28,5	15,0	6,5
200 MHz	43,0	22,0	9,5
500 MHz	70,0	35,0	17,0

Wellenwiderstand 60 Ω
(60-Ω-Kabel werden in der DDR nicht mehr hergestellt)

Kurzzeichen neu	60-4-1	60-7-1	60-7-2
Kurzzeichen alt	025.1	046.1	037.1
Innenleiter	Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Draht
Nenndurchmesser in mm	0,9	1,5	1,5
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	3,7	6,6	6,6
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	6,1	9,3	9,3
Wellenwiderstand in Ω	60 ± 5	60 ± 3	60 ± 3
Verkürzungsfaktor	0,66	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	3,5	1,9	1,9
100 MHz	13,0	7,5	6,5
200 MHz	17,0	11,0	9,5
500 MHz	30,0	19,0	16,0

Wellenwiderstand 60 Ω

Kurzzeichen neu	60-7-4	60-10-1	60-10-2
Kurzzeichen alt	030.1	017.1	038.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Draht
Nenndurchmesser in mm	1,5	2,3	2,26
Dielektrikum	Polyäthylen mit Lufträumen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	6,6	10,0	10,0
Außenleiter	gerillter Rohrleiter	Cu-Drahtumflechtung	Cu-Drahtumflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	9,3	13,7	13,7
Wellenwiderstand in Ω	60 ± 2	60 ± 5	60 ± 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,72	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	2,0	2,0	1,5
100 MHz	6,1	6,5	4,3
200 MHz	9,5	10,5	7,0
500 MHz	14,7	16,5	11,3

Wellenwiderstand 75 Ω

Kurzzeichen neu	75-4-1	75-4-4	75-5-A
Kurzzeichen alt	2010.1	2016.1	
Innenleiter	Cu-Litze	Cu-Draht	Cu-Draht
Nenndurchmesser in mm	0,6	0,58	1,1
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	aufgeschäumtes Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	3,7	3,7	4,8
Außenleiter	Cu-Drahtumflechtung	Cu-Drahtumflechtung	Cu-Drahtumflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	6,1	6,1	7,4
Wellenwiderstand in Ω	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 5
Verkürzungsfaktor	0,66	0,66	0,83
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	4,4	3,7	2,3
100 MHz	15,5	12,0	7,0
200 MHz	21,5	17,0	11,0
500 MHz	36,5	30,5	19,0

Wellenwiderstand 75 Ω

Kurzzeichen neu	75-7-D	75-7-8	75-17-2
Kurzzeichen alt		2020.1	2021.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Draht	Cu-Draht
Nenndurchmesser in mm	1,1	1,13	2,7
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	5,9	7,25	17,3
Außenleiter	Al-Folie	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	zwei Plasthüllen	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	12,8	10,7	22,5
Wellenwiderstand in Ω	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3
Verkürzungsfaktor	0,67	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz		2,1	1,0
100 MHz		6,5	3,3
200 MHz		9,5	4,8
500 MHz		17,0	8,6